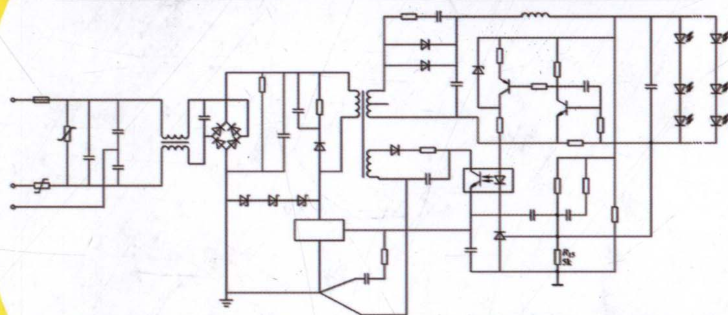
开关电源与LED照明的优化设计应用

赵同贺 等编著



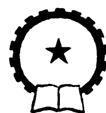
机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE Caliente.com

开关电源与 LED 照明的优化设计应用

赵同贺　等编著



机 械 工 业 出 版 社

本书将开关电源与LED驱动电源有机地结合在一起，全面、系统地介绍了LED驱动照明知识，以及驱动电源类型和可调光芯片的选用、结构形式和设计理论，结合国内外最新发展动向与新型集成电路的控制技术原理，对元器件的选用、各种电源的结构形式和LED驱动电源的拓扑结构做了示范性的演示，并对开关电源出现的故障作了详细的分析，讲解了维护、维修的方法。

本书对从事通信、军工、家电、医疗、工业控制、交通运输等领域的开关电源设计人员有很高的参考价值，也可供高等院校相关专业师生阅读。

图书在版编目（CIP）数据

开关电源与LED照明的优化设计应用/赵同贺等编著. —北京：机械工业出版社，2012.1

ISBN 978-7-111-36770-3

Ⅰ.①开…　Ⅱ.①赵…　Ⅲ.①开关电源-电路设计②发光二极管-电路设计　Ⅳ.①TN86②TN383.02

中国版本图书馆CIP数据核字（2011）第258893号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号　邮政编码100037）
策划编辑：闾洪庆　责任编辑：闾洪庆　版式设计：霍永明
责任校对：肖　琳　封面设计：陈　沛　责任印制：乔　宇
三河市宏达印刷有限公司印刷
2012年2月第1版第1次印刷
184mm×260mm · 22印张 · 557千字
0001—3000册
标准书号：ISBN 978-7-111-36770-3
定价：68.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务
社服务中心：（010）88361066
销 售 一 部：（010）68326294
销 售 二 部：（010）88379649
读者购书热线：（010）88379203

网络服务
门户网：http://www.cmpbook.com
教材网：http://www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

前　　言

开关电源是近年来应用非常广泛的一种新型电源。它具有体积小、重量轻、效率高、使用方便等优点，在通信、航空航天、仪器仪表、工业自动化、医疗设备、家用电器等领域应用效果显著。当前 LED 照明是开关电源应用的一种体现，LED 照明广泛应用于室内外，我国已成为各种照明灯的世界第一大出口国。

随着新的元器件材料的开发应用，许多新型多功能电源控制器和 LED 驱动芯片不断推向市场，大量超小型、多功能、模块化开关电源和 LED 调光电路不断涌现。各种大功率白光高亮度、超高亮度、有机和全彩色 LED 取得了突破性的发展。工程技术人员在设计、开发、生产、调试过程中会遇到各种问题和一些异常现象。作者在开关电源开发生产实践中、在元器件材料的选用上有很多经验体会；对 LED 驱动电源的设计和应用实例作了深入阐述，尤其对设计步骤初始化数据处理计算公式等方面进行优化，在此一并呈现给读者，以期对工程技术人员的设计开发有一定的促进作用和指导意义。

电源是所有电子设备不可缺少的动力之源，电源变换装置也是电子设备重要的组成部件，各种电子设备对电源供电的要求各不相同，总的来说，以省电、安全、可靠为宗旨。

本书将开关电源与 LED 驱动电源有机地结合在一起，系统地介绍 LED 驱动照明知识，以及驱动电源类型和可调光芯片的选用、结构形式和设计理论，结合国内外最新发展动向与新型 IC 的控制技术原理，对元器件的选用、各种电源的结构形式和 LED 驱动电源的拓扑结构作了示范性的演示，并对开关电源出现的故障作了详细的分析，讲解了维护、修理的方法。本书共分 8 章，第 1 章介绍了开关电源和 LED 驱动照明的基础知识；第 2 章剖析了开关电源和 LED 驱动的设计理论和设计要求；第 3 章细述了开关电源变换电路的结构原理和调光 LED 的优化与应用；第 4 章讲述了新型开关电源的原理和设计要点；第 5 章解析了经济电源的应用；第 6 章讲解了软开关技术；第 7 章详述了各种有源和无源功率因数校正与电源效率；第 8 章简述了 PCB 设计技术。

本书可供从事通信、军工、家电、医疗、工业自动化、交通运输和各种 LED 照明等领域的设计人员阅读，也可供高等院校相关专业师生参考。本书主要由赵同贺编写及统稿，其他编写人员分别是：王娟、薛素云、李晓芳、李传光、薛鸿德、吴慎山、吴东芳、薛迪强、薛迪胜、薛迪庆、薛彬、齐福存、杨桂玲、李建军、马备战、陈军等。

为贯彻新闻出版总署颁布的《图书质量管理规定》，本书稿对行业中常见的一些不规范的名词术语进行了纠正，使其符合规范的名词术语要求，如均方根值→方均根值，欠压→欠电压，铁芯→铁心，变压器初级→一次侧，次级→二次侧等，请读者注意。

由于时间仓促，书中难免存在疏漏和不妥之处，敬请读者批评指正。

作　者

目　录

前言
第 1 章　开关电源与 LED 驱动基础知识 …… 1
1. 1　开关电源与 LED 照明的定义 …… 1
1. 1. 1　什么是开关电源 …… 1
1. 1. 2　开关电源的分类 …… 2
1. 1. 3　什么是 LED 照明 …… 3
1. 1. 4　LED 的型号分类 …… 4
1. 1. 5　LED 照明灯的主要参数 …… 5
1. 2　开关电源的结构形式 …… 5
1. 2. 1　反激式单晶体管变换电路 …… 5
1. 2. 2　反激式双晶体管变换电路 …… 6
1. 2. 3　正激式单晶体管变换电路 …… 8
1. 2. 4　正激式双晶体管变换电路 …… 8
1. 2. 5　半桥式变换电路 …… 9
1. 2. 6　桥式变换电路 …… 10
1. 2. 7　推挽式变换电路 …… 10
1. 2. 8　升压式变换电路 …… 11
1. 2. 9　降压式变换电路 …… 12
1. 2. 10　升压/降压式变换电路 …… 14
1. 2. 11　单端一次电感式变换电路 …… 15
1. 2. 12　电荷泵式变换电路 …… 16
1. 3　开关电源元器件的特性与选用 …… 17
1. 3. 1　功率开关晶体管的特性与选用 …… 18
1. 3. 2　软磁铁氧体磁心的特性与选用 …… 23
1. 3. 3　光耦合器的特性与选用 …… 28
1. 3. 4　二极管的特性与选用 …… 30
1. 3. 5　自动恢复开关的特性与选用 …… 34
1. 3. 6　热敏电阻的特性与选用 …… 36
1. 3. 7　TL431 精密稳压源的特性与选用 …… 37
1. 3. 8　压敏电阻的特性与选用 …… 39
1. 3. 9　电容器的特性与选用 …… 39
1. 3. 10　磁珠的特性与选用 …… 45
1. 3. 11　LED 驱动电源芯片的特性与选用 …… 45
1. 4　LED 照明调光电路 …… 46
1. 4. 1　LED 模拟调光电路 …… 46
1. 4. 2　LED 脉宽调光电路 …… 48
1. 4. 3　LED 双向晶闸管调光电路 …… 49
第 2 章　开关电源电路及 LED 调光照明设计理论 …… 52
2. 1　开关电源控制方式的设计 …… 52
2. 1. 1　脉宽调制的基本原理 …… 52
2. 1. 2　脉冲频率调制的基本原理 …… 53
2. 1. 3　开关电源反馈电路的设计 …… 53
2. 2　开关电源各回路设计 …… 55
2. 2. 1　开关电源输入回路设计 …… 55
2. 2. 2　开关电源驱动回路设计 …… 58
2. 2. 3　开关电源吸收回路设计 …… 62
2. 2. 4　开关电源保护回路设计 …… 62
2. 2. 5　开关电源软启动回路设计 …… 67
2. 2. 6　开关电源多路输出反馈回路设计 …… 70
2. 2. 7　LED 照明驱动电路设计 …… 74
2. 3　芯片 LED 驱动电源的设计 …… 78
2. 3. 1　TOP204Y 恒功率调光 LED 驱动电源的设计 …… 78
2. 3. 2　SG6858 脉宽调光隔离式 LED 驱动电源的设计 …… 81
2. 3. 3　FT6610 非隔离式模拟调光 LED 驱动电源的设计 …… 84
2. 3. 4　BP3108 双向晶闸管调光隔离式 LED 驱动电源的设计 …… 85
2. 3. 5　NCP1207 软启动背光源 LED 驱动电源的设计 …… 87
2. 4　开关电源设计开发与 LED 照明应用存在的问题 …… 91
2. 4. 1　电磁干扰问题 …… 91
2. 4. 2　效率与功率因数问题 …… 97
2. 4. 3　器件材料问题 …… 98
2. 4. 4　功率变换控制问题 …… 98
2. 4. 5　生产工艺问题 …… 99
2. 4. 6　LED 照明寿命问题 …… 99
2. 4. 7　LED 照明光衰问题 …… 100
2. 5　开关电源与 LED 照明设计技术

标准 …… 101
2.5.1 开关电源的机械标准 …… 101
2.5.2 开关电源的环境标准 …… 101
2.5.3 开关电源的电气标准 …… 101
2.5.4 LED 照明的国际标准 …… 102
2.5.5 LED 交通道路照明标准 …… 102
第 3 章 开关电源电路结构与 LED 驱动电源的设计应用 …… 104
3.1 正激式脉宽调制变换电路 …… 104
3.1.1 NCP1337 的电路特点 …… 104
3.1.2 NCP1337 电路的工作原理与应用 …… 106
3.1.3 正激式高频变压器设计 …… 106
3.1.4 DPA424R 变换 LED 驱动电路设计应用 …… 109
3.2 正激式双晶体管变换电路 …… 111
3.2.1 UC3852 的电路特点 …… 111
3.2.2 UC3852 电路的工作原理与应用 …… 111
3.2.3 正激式双晶体管变换电路脉冲变压器设计 …… 113
3.2.4 双管正激式高频变压器设计 …… 114
3.3 反激式脱线变换电路 …… 116
3.3.1 VIPER53 的电路特点 …… 116
3.3.2 VIPER53 电路的工作原理与应用 …… 117
3.3.3 VIPER53 电路参数设计 …… 118
3.3.4 反激式高频变压器设计 …… 119
3.3.5 LM3445 变换 LED 驱动电路设计应用 …… 123
3.4 半桥式变换电路 …… 127
3.4.1 概述 …… 127
3.4.2 TL494 的电路特点 …… 128
3.4.3 TL494 电路的工作原理与应用 …… 128
3.4.4 TL494 的保护电路 …… 132
3.4.5 半桥式高频变压器设计 …… 132
3.4.6 PLC810PG 变换 LED 驱动电路设计应用 …… 134
3.5 桥式变换电路 …… 138
3.5.1 UC3525B 的电路特点及其应用 …… 138
3.5.2 UC3525B 电路的工作原理 …… 139
3.5.3 桥式变换电路变压器设计 …… 141
3.6 推挽式变换电路 …… 144
3.6.1 概述 …… 144
3.6.2 UC3825 的电路特点 …… 144
3.6.3 UC3825 电路的工作原理与应用 …… 145
3.6.4 推挽式高频变压器设计 …… 146
第 4 章 新型开关电源的设计与应用 …… 150
4.1 绿色开关电源 …… 150
4.1.1 采用具有 ZVS 高转换效率 UCC28600 的绿色开关电源 …… 150
4.1.2 采用先进的“三高一小”FAN4803 的绿色开关电源 …… 154
4.2 变频开关电源 …… 160
4.2.1 采用适用于室内外的 UC1864 的变频开关电源 …… 160
4.2.2 采用输入电压宽、性能稳定 UC3845BN 的变频开关电源 …… 167
4.3 准谐振开关电源 …… 170
4.3.1 采用高频率、高效率 MC34067 的准谐振开关电源 …… 171
4.3.2 采用输出低电压、大电流 L6565 的准谐振开关电源 …… 176
4.4 单片开关电源 …… 181
4.4.1 恒压/恒流式 LED 驱动 TOP227Y 开关电源 …… 181
4.4.2 TNY279P 高效率 LED 驱动电源 …… 188
4.4.3 MC33374 的无辐射、LED 驱动电源 …… 192
4.4.4 TOP246Y 的多功能 LED 驱动电源 …… 200
第 5 章 经济实用电源 …… 210
5.1 通信电源 …… 210
5.1.1 采用无辐射、高可靠性 UCC3895 的通信电源 …… 210
5.1.2 采用模块式、大功率 IPM-2M500N 的通信电源 …… 216
5.1.3 采用高可靠性、不间断 AC/DC、DC/DC 两种变换 UC3848A 的通信电源 …… 219
5.2 电视电源 …… 221
5.2.1 采用具有 APFC、抗 EMI 的 TEA2261 的电视电源 …… 221
5.2.2 采用具有电荷泵电压转换的 ICEIQS01 的液晶电视电源 …… 222
5.2.3 采用厚膜 TCL2908 的彩电电源 …… 229

5.3 计算机电源 …… 233
5.3.1 采用高效无辐射 SG3535A 的笔记本电脑电源 …… 233
5.3.2 采用具有自动恢复功能的 CW3524 的笔记本电脑电源 …… 236
5.3.3 采用低电流启动、离线式 LM5021 的台式电脑电源 …… 238
5.4 充电器电源 …… 242
5.4.1 采用单片恒功率 LNK501 的手机充电电源 …… 242
5.4.2 采用截流式恒功率电动自行车用 6N60 的充电电源 …… 243
5.5 工业用电源 …… 246
5.5.1 采用智能化数控机床用 NCP1280 的工业电源 …… 246
5.5.2 采用能自动提高功率 PKS606Y 的打印机电源 …… 250
5.5.3 采用脉冲比率控制模式 IR4015 的锅炉仪表电源 …… 253
5.6 军工电源 …… 256
5.6.1 采用四路控制 TL1464 的军工开关电源 …… 257
5.6.2 采用高效平板变压器 IR2086 的航天开关电源 …… 259
第 6 章 软开关技术与 LED 电源优化设计 …… 263
6.1 软开关功率变换技术 …… 263
6.1.1 硬开关转换功率损耗 …… 263
6.1.2 准谐振变换电路的意义 …… 264
6.2 零开关脉宽调制变换电路 …… 264
6.2.1 ZCS-PWM 变换电路 …… 264
6.2.2 ZVS-PWM 变换电路 …… 265
6.3 零开关脉宽调制转换变换电路 …… 266
6.3.1 ZCT-PWM 转换变换电路 …… 266
6.3.2 ZVT-PWM 转换变换电路 …… 267
6.4 DC/DC 零电压开关脉宽调制变换电路 …… 269
6.4.1 DC/DC 有源钳位正激式变换电路 …… 269
6.4.2 DC/DC 有源钳位反激式变换电路 …… 270
6.4.3 DC/DC 有源钳位正反激式组合变换电路 …… 271
6.5 开关电源优化设计 …… 274
6.5.1 反激式变换电路优化设计 …… 275
6.5.2 半桥式变换电路优化设计 …… 275
6.5.3 全桥式变换电路优化设计 …… 280
6.5.4 控制电路优化设计 …… 281
6.6 LED 驱动电源优化设计 …… 284
6.6.1 LED 驱动电源优化设计目的 …… 284
6.6.2 Webench Visualizer 设计 LED 简介 …… 284
6.6.3 Webench Visualizer 设计工具工作原理及特点 …… 285
6.6.4 Webench LED 软件的使用方法 …… 286
6.6.5 Webench LED 热仿真 …… 291
第 7 章 有源、无源功率因数校正与电源效率 …… 298
7.1 电流谐波 …… 298
7.1.1 电流谐波的危害 …… 299
7.1.2 功率因数 …… 299
7.1.3 功率因数与总谐波含量的关系 …… 300
7.1.4 功率因数校正的意义与基本原理 …… 301
7.2 有源功率因数校正 …… 302
7.2.1 有源功率因数校正的主要优缺点 …… 302
7.2.2 有源功率因数校正的控制方法 …… 304
7.2.3 峰值电流控制法 …… 304
7.2.4 滞环电流控制法 …… 305
7.2.5 平均电流控制法 …… 307
7.3 有源功率因数校正电路设计 …… 308
7.3.1 峰值电流控制法电路设计 …… 308
7.3.2 UC3854 用平均电流控制法电路设计 …… 315
7.3.3 ML4813 用滞环电流控制法电路设计 …… 318
7.4 无源功率因数校正电路设计 …… 322
7.4.1 无源功率因数校正电路的基本原理 …… 322
7.4.2 无源功率因数校正电路设计 …… 322
7.5 电源效率 …… 324
7.5.1 高频变压器性能的提高 …… 324
7.5.2 开关电源效率的提高 …… 325
7.5.3 PCB 设计质量的提高 …… 328
7.5.4 开关电源怎样实现准谐振 …… 329
第 8 章 PCB 设计技术 …… 333
8.1 PCB 技术应用 …… 333

8.1.1　PCB 的类型 ………………………… 333
8.1.2　PCB 的布局、布线要求 ………… 334
8.1.3　PCB 的设计过程 ………………… 335
8.1.4　PCB 的总体设计原则 …………… 336
8.1.5　PCB 的布线技巧 ………………… 337
8.1.6　元器件放置要求及注意事项 …… 338
8.2　PCB 抑制电磁干扰的新技术 ………… 338
8.2.1　表面积层技术 …………………… 339
8.2.2　微孔技术 ………………………… 339
8.2.3　平板变压器设计技术 …………… 340
8.3　PCB 可靠性设计 ……………………… 341
8.3.1　PCB 的地线设计 ………………… 341
8.3.2　PCB 的热设计 …………………… 341
8.3.3　PCB 的抗干扰技术设计 ………… 342

第1章　开关电源与LED驱动基础知识

1.1　开关电源与LED照明的定义

1.1.1　什么是开关电源

开关稳压电源简称开关电源（Switching Power Supply），是将一种电源形态变换成另一种形态的电源。它是利用现代电力电子技术，通过控制开关管通断的时间比例来输出稳定电压的一种电源，具有体积小、重量轻、功耗低、效率高、纹波小、智能化程度高、使用方便等优点。电源广泛用于通信、仪器仪表、工业自动化、航空航天、家用电器等领域。随着电力电子技术的发展，特别是大功率器件MOSFET和IGBT的问世更新，将开关电源的工作频率提高到相当高的水平，使其具有更高的稳定性和高性价比等特性，被誉为高效节能电源，代表着电源发展的方向。

开关电源在变换过程中，用高频变压器将一次侧与二次侧隔离，称之为离线式开关变换器（Off-line Switching Converter），常用的AC-DC变换器就是离线式开关变换器。输入电压经低通滤波，进入桥式整流，直接接到用电负载，称为非隔离式开关变换器。凡是用半导体功率器件作开关，将一种电源形态变换成另一种形态的电路，叫做开关变换电路。在变换时，以自动控制稳定输出并有各种保护称之完全开关电源。

开关电源由两大部分组成，即主电路和控制电路。主电路由输入电路、功率变换电路和输出电路组成；控制电路则由信号取样电路、控制电路和频率振荡发生器组成。输入电路由低通滤波电路和一次整流电路构成。220V交流电经低通滤波电路和桥式整流电路后得到未稳压的直流电压 V_i，脉动电压经功率因数校正，使它的输入电流与输入电压同相，得到功率因数高、谐波含量低的直流高压，此电压经电子开关和高频变压器进行电能转换，这样直流电压变换成受控制的、符合设计要求的高频方波脉冲电压，高频电压经第二次整流滤波后变为直流电压输出。最后，将输出电压经过分压采样与设置的基准电压进行比较放大进入频率振荡发生器，产生一个高频信号，该信号与控制信号叠加进行脉宽或频率调制，达到脉冲宽度或频率可调，可改变或调整输出电压的高低。所以说，开关电源的实质是电压转换，如图1-1所示。

高频电子开关是电能转换的主要手段和方法。在一个电子开关周期 T 内，电子开关的接通时间 t_{on} 与一个电子开关周期 T 所占时间之比，叫接通占空比（D），$D=t_{on}/T$，如图1-2所示。

断开时间 t_{off} 所占周期 T 的比例称为断开占空比（D'），$D'=t_{off}/T$。开关周期等于开关频率的倒数，即 $T=1/f$。例如，一个开关电源的工作频率是50kHz，它的周期 $T=1/50\times10^3\mu s=20\mu s$。很明显，接通占空比 D 越大，变换器输出电压越高，表明电子开关接通的时间越长，负载感应电压越高，工作频率也越高。这对于开关电源的高频变压器实现小型化有帮助，同时，能量传递的速度也快。但是，开关电源中的开关功率管、高频变压器、控制集成电路以及输入整流二极管由于工作频率提高，导致发热量高、损耗大、效率低。对于不同的变换器形式，所选用的占空比大小是不一样的。

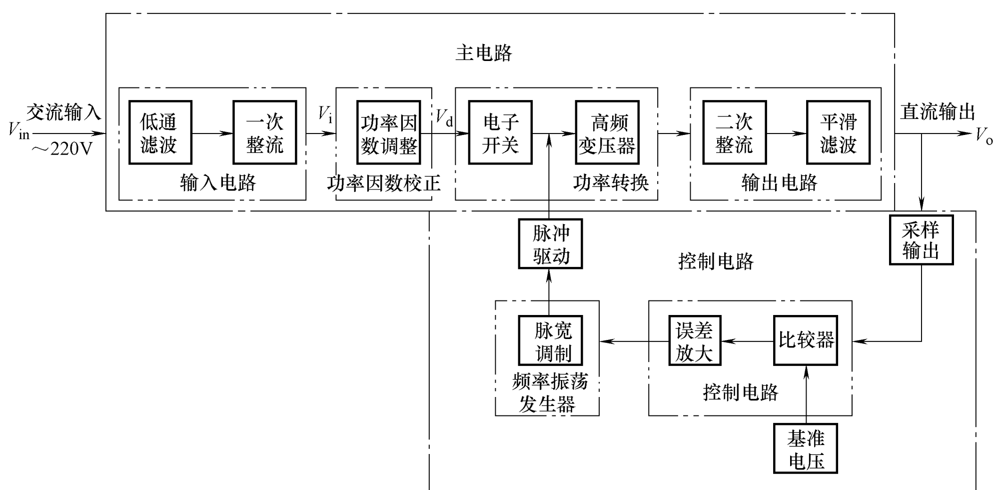


图 1-1　开关电源工作原理框图

开关电源与铁心变压器电源以及其他形式的电源比较起来具有较多的优点：

一是节能。绿色电源是开关电源中用途最为广泛的电源，它的效率一般可以达到 85%，质量好的可以达到 95% 甚至更高，而铁心变压器的效率只有 70% 或者更低。美国一般家用电器和工业电气设备的单机能源效率大于 92%。美国的“能源之星”对电子镇流器、开关电源以及家用电器的效率都制定有很仔细的、非常严格的规章条款。

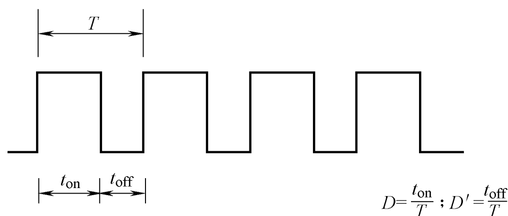


图 1-2　占空比示意图

二是体积小，重量轻。据统计，100W 铁心变压器的重量为 1200g 左右，体积达 $350cm^3$，而 100W 开关电源的重量只有 250g，而且敞开式电源更轻，体积不到铁心变压器的 1/4。

三是开关电源具有各种保护功能，不易损坏。而其他的电源由于本身原因或使用不当，发生短路或断路的事故较多。

四是改变输出电流、电压比较容易，且稳定、可控。

五是根据人们的要求，可设计出各种具有特殊功能的电源，如数字化电源、程序遥控电源等等，以满足人们的需要。

1.1.2　开关电源的分类

目前开关电源的种类很多，从工作性质来分，可分为“硬开关”和“软开关”两种。所谓硬开关，是指电子脉冲、外加控制信号强行对电子开关进行“通”和“断”，而与电子开关自身流过的电流以及两端施加的电压无关。显然，开关在接通和关断期间是有电流、电压存在的，因此这种工作方式是有损耗的。但是它比其他变换电源的控制形式简单得多，成本也较低，所以硬开关在很多地方仍然在应用，如脉宽调制（Pulse Width Modulation，PWM）器就属于硬开关。目前，很多开关电源都用 PWM 来控制。另一类叫做软开关，电子

开关在零电压下导通，在零电流下关断。可见，电子开关是在“零状态”下工作的，所以理论上它的损耗为零，软开关对浪涌电压、脉冲尖峰电压的抑制能力很强，其工作频率可以提高到5MHz以上，开关电源的重量和体积则可进行更大的改变。为了实现零电压“通”和零电流“断”，我们常采用谐振的方法。从电子理论可知道，谐振就是容抗等于感抗，总的电抗为零，电路中的电流为无穷大。如果正弦波电压加到并联的电感回路上，这时电感上的电压就为无穷大。利用谐振电路可实现正弦波振荡，当振荡到零时，电子开关导通，称之为零电压导通（Zero Voltage Switching，ZVS）。同样，流过电子开关的电流振荡到零时，电子开关关断，称之为零电流关断（Zero Current Switching，ZCS）。总之，电子开关具有零电压导通、零电流关断的外部条件，这种变换器称为准谐振变换器。它是在脉宽调制器上附加谐振网络而形成的，固定电子开关导通时间，通过调整振荡频率，最终使电路产生谐振，从而获得准谐振变换器的模式。准谐振变换器开关电源的输出电压不随输入电压的变化而变化，它的输出电流也不随用电负载的变化而变化，这种开关电源的主变换器依靠开关频率来稳定输出参数，我们称之为调频开关电源。调频开关电源没有脉冲调制开关电源那么容易控制，再加上准谐振电路电压峰值高，开关所受到的应力大，目前还没有得到广泛应用。

DC/DC 变换类型是开关电源变换的基本类型，它通过控制开关通断时间的比例，用电抗器与电容器上蓄积的能量对开关波形进行微分平滑处理，从而更有效地调整脉冲的宽度及频率。从输入、输出有无变压器隔离来说，DC/DC 变换分为有变压器隔离和没有变压器隔离两类。每一类有 6 种拓扑，即降压式（Buck）、升压式（Boost）、升压-降压式（Buck-Boost）、串联式（Cuk）、并联式（Sepic）以及塞达式（Zata）。按激励方式分，有自激式和他激式两种。自激式包括单管式和推挽式，他激式包括脉冲调频式（PFM）、脉冲调宽式（PWM）、脉冲调幅式（PAM）和脉冲谐振式（RSM）4 种，我们用得最多的是脉冲调宽式变换器。脉冲调宽式变换器有以下几种：正激式（Forward Converter Mode）、反激式（Feedback Converter Mode）、半桥式（Half Bridge Mode）、全桥式（Overall Bridge Mode）、推挽式（Push Draw Mode）和阻塞式（Ringing Choke Converter）等6 种。

按谐振方式分，有串联谐振式、并联谐振式和串并联谐振式；按能量传递方式分，有连续模式和不连续模式两种。凡是以脉冲宽度来调制的电子开关变换器都叫 PWM 变换器。

1.1.3　什么是 LED 照明

LED（Light Emitting Diode，发光二极管）是将电信号转换为光信号的半导体发光器件。它具有正向导通、反向截止及超压击穿特性，具有 PN 结，在正电压作用下，电子从 N 结层进入 P 结层，而空穴反其道而行之，空穴与电子进行对结层时，少数自由电子与多数载流子相碰撞而发光，其发光波长 λ 与半导体材料的结层宽度 E_g 有关。LED 照明是开关电源应用的一部分。

$$\lambda = 1245/E_g$$

式中，λ 单位是 nm；E_g 是半导材料禁带宽度，单位是 eV（电子伏特）。

当 PN 结两端电压超过器件的导通电压时，器件的工作电流急剧上升，其亮度 L_V（cd/m^2）与正向工作电流 I_F 成正比。

$$L_V = KI_F^m$$

式中，K 为比例系数；m 为 I_F 工作电流指数。

当 $I_F > 10mA$ 时，$m = 1$，上式简化为 $L_V = KI_F$，即 LED 的发光亮度与正向工作电流成正比。值得注意的是，LED 的使用寿命还与电流密度 J、工作温度有关。

磷砷化镓 LED 的发光峰值波长，其发光的颜色属于单色光，它的波长顺序是：红色光 655nm，橙色光 630nm，黄色光 585nm，绿色光 565nm，蓝色光 440nm。白光 LED 产品是利用三基色红、绿、蓝混合成白光的，不同的器件材料将产生不同的彩光。

1.1.4　LED 的型号分类

LED 的型号繁多，类别不少，功能各异，可从发光颜色、发光亮度、工作功率、控制类型、变色方式以及灯的用途来分，见表 1-1。

表 1-1　LED 型号分类

LED 分类方式	LED 类别	特 点 说 明
按亮度分类	普通亮度	发光强度小于 100mcd
	高亮度	发光强度为 100 ~ 1000mcd
	超高亮度	发光强度大于 1000mcd
按输出功率分类	小功率	工作电流小于 50mA
	中功率	工作电流为 50 ~ 150mA
	大功率	工作电流大于 150mA
按发光颜色分类	红光	$\lambda = 655nm$，典型值为 2.3V、400mA
	橙光	$\lambda = 585nm$，典型值为 3.0V、400mA
	黄光	$\lambda = 585nm$，典型值为 3.2V、350mA
	绿光	$\lambda = 565nm$，典型值为 3.5V、350mA
	蓝光	$\lambda = 440nm$，典型值为 3.5V、350mA
	白光	$\lambda = 590nm$，典型值为 3.7V、350mA
按控制类型分类	电流控制	普通 LED 所受控制管理
	电压控制	BTV 器件，芯片集成有限流装置
	PWM 控制	BTV 器件，芯片集成有振荡、分频、驱动和 LED 部件
按变色方式分类	双色	用于电源极性指示
	三色	用于彩色 LED 显示屏
	彩色	GRB-LED 用于彩色照明和全彩 LED 显示屏
按用途分类	LED 照明灯	建筑照明灯、交通指示灯、汽车照明、家用照明、道路照明
	LED 指示灯	用于各种电子设备信号指示
	LED 显示器	用于数字智能化仪器仪表
	LED 点阵	用于大屏幕显示屏
按封装形式分类	全环氧树脂封装	封装，是把 LED 封装材料改装 LED 灯的过程，它经过扩晶、固晶、焊接、灌胶、切脚、分光等流程。它关系到封装的亮度、颜色、抗静电、抗衰减等
	金属底座全环氧树脂封装	
	陶瓷底座环氧树脂封装	
	玻璃封装	
	表贴式封装	微型 LED，制作高清晰度大屏幕 LED 显示屏

（续）

LED 分类方式	LED 类别	特点说明
按驱动方式分类	模拟/PWM 调光 LED 驱动	输入电压为 6～36V，I_e 为 1.5A，具有各种保护
	TKIAC（双向晶闸管调光 LED 驱动）	交流输入电压为 90～305V，$\cos\phi>0.96$，$\mu>0.8J$
	数字调光 LED 驱动	输入电压为 5.9～76V，$I_o=1.33A$，单色、多色、全彩

1.1.5　LED 照明灯的主要参数

LED 照明灯是人类照明历史上第四次革命：第一次是钻木取火，第二次是爱迪生发明白炽灯，第三次是荧光灯，第四次灯的革命是 LED 照明灯，把发光源的光通量提高了 20 多倍。它的主要特点是：①发光效率高，白炽灯的发光效率仅为 22lm/W，荧光灯为 60lm/W，高压钠灯为 110lm/W，而 LED 灯则高达 200lm/W。②发光响应速度快，极容易启动，不受温度高低的限制。③调光方便，可采用模拟调光、脉宽调光、双向晶体管调光和数字调光。根据需要，任意选用。④具有较好的方向性，不产生闪烁散射等现象。⑤有绿色环保价值，LED 灯不含汞、铅、氙等有害物质，不污染环境，光线中不含紫外线和红外线，不产生电磁干扰。⑥使用方便，调光较为简单，可与太阳电池配套使用，体积小、耐冲击。⑦使用寿命长是 LED 照明灯最为显著的特点，一般可达 50000h 以上，普通白炽灯只有 2000h，荧光灯也只有 10000h。

有这么多优点，而要维护这些优点是靠生产标准和技术参数来支持的。主要技术参数如下：

1）寿命：LED 的光通量衰减到初始值的 $\sqrt{2}/2$ 时的工作时间。正常寿命为 50000h。

2）正向电流 I_F：LED 器件按规定通电，LED 发光时的工作电流。普通 LED 的正向电流为 20mA，小功率 LED 的正向电流小于 100mA，大功率 LED 的正向电流大于 350mA。

3）正向电压 V_F：LED 器件按规定通电，LED 流过正向电流，这时器件两极所产生的压降。

4）最大正向电流 I_{FM}：在 LED 器件上，允许通过的最大电流。

5）反向电压 V_R：在规定值 LED 器件所通过的反向电流，这时器件所产生的压降。

6）反向电流 I_R：在规定值 LED 器件所加的反向电压，这时器件所流过的电流。

7）额定功率 P_D：在 LED 器件上，允许两端所加的最大电压和器件上流过的最大电流之积。

8）结温 T_j：LED 器件的温度，它是影响 LED 寿命的主要参量。

9）热阻 R_Q：LED 器件有效温度与外部规定参照点的温度之差与这时器件所消耗的功率之比。

1.2　开关电源的结构形式

1.2.1　反激式单晶体管变换电路

所谓反激式是指变压器的一次侧极性与二次侧极性相反，其基本电路如图 1-3 所示。

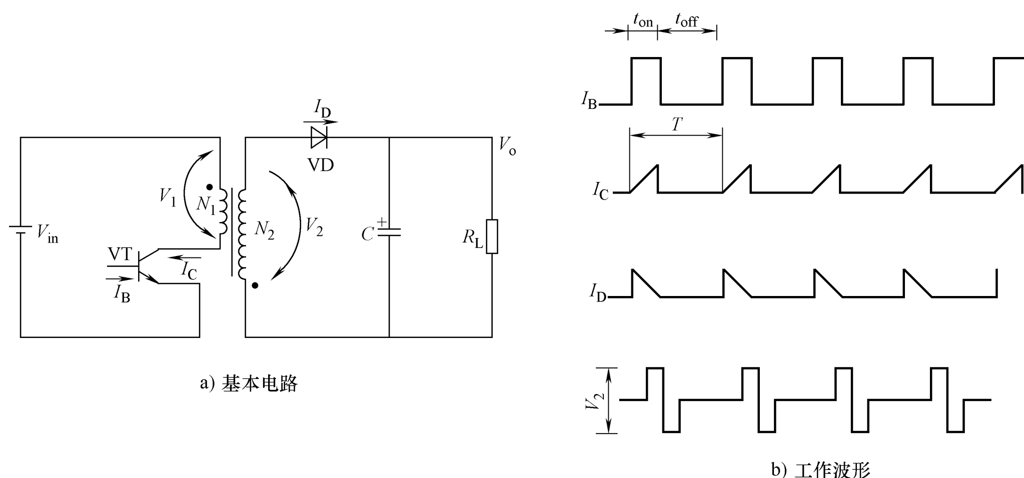


图 1-3　反激式变换电路

如果变压器的一次侧上端为正，则二次侧上端为负。反激式变换器效率高，能提供多路输出，所以得到了广泛应用。但是在二次侧输出的电压中，有较大的纹波电压。为了解决这一问题，只有加大输出滤波电容和电感，但这样做的结果是增大了电源的体积。最近，开发人员发现利用小型 LC 噪声滤波器效果比较好。反激式变换器有两种工作模式：一种是完全能量转换，即变压器在储能周期 t_{on} 中储存的所有能量在反激周期 t_{off} 中传递输送出去；另一种是不完全能量转换，即变压器在储能周期 t_{on} 中储存的部分能量在反激周期 t_{off} 中一直保存着，直至等到下一个储能周期 t_{on}。在脉宽调制开关变换器中引用完全能量转换模式，可以减少控制电路触发脉冲的宽度，但也会出现波形失真和调制困难等一些问题。

反激式变换器是怎样工作的呢？当开关晶体管 VT 截止时（见图 1-3a），变压器一次侧所积蓄的电能向二次侧传送，这时变压器二次绕组下端为负、上端为正，二极管 VD 正向导通，导通电压经电容 C 滤波后向负载 R_L 供给电能。当变压器一次侧储存的电能释放到一定程度后，电源电压 V_{in} 通过变压器的一次绕组 N_1 向晶体管 VT 的集电极充电，N_1 又开始储能。V_1 上升到一定程度后，晶体管 VT 截止，又开始了新一轮放电。在充电周期，变换器的输出电压为 $V_o=(N_2/N_1)V_{in}D$。从图 1-3b 可以看出，开关管与整流二极管的电流波形为相位相差 180°的两个锯齿波。

1.2.2　反激式双晶体管变换电路

开关电源的功率在 200W 以上时，不宜采用反激式单晶体管变换电路，这时可以利用反激式双晶体管结构，两管可用双极型晶体管或功率场效应晶体管。其中，场效应晶体管特别适用，无论是固定频率、可变频率、完全和不完全能量传递方式，还是电源价格比，用场效应晶体管代替双极型晶体管是首选方案。

反激式双晶体管变换电路的基本电路如图 1-4a 所示。高频变压器 TR_1 的一次绕组通过两只场效应晶体管接到直流电源 V_{in} 上。两只场效应晶体管需要同时导通、同时截止，要达到目的要求通过两个相同相位但又互相隔离的信号，一般用一只双路输出的变压器 TR_2。与前面介绍的反激式单晶体管变换电路一样，场效应晶体管导通时，只把能量存在磁路中；场

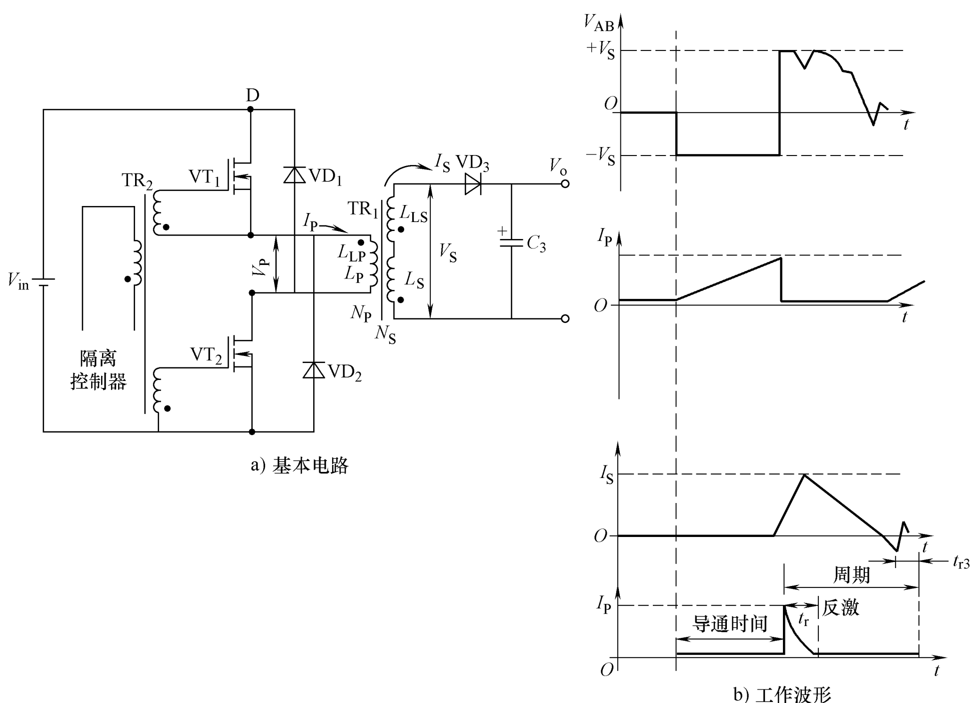


图 1-4　反激式双晶体管变换电路

效应晶体管截止时，磁能转化为电能送到负载中。二极管 VD_1、VD_2 是交叉连接的，这样可把过剩的能量反馈回电源 V_{in}中，并把两只场效应晶体管都钳位在 V_{in}电压水平上。所以，采用市电桥式整流的电路，可选用耐压为 400V 的场效应晶体管。

在图 1-4a 所示电路中，变压器漏感起着重要作用。当 VT_1 和 VT_2 导通时，直流电压 V_{in} 加在变压器一次绕组 N_p 上。设绕组的同名端为正，那么输出整流二极管 VD_3 将正向偏置且导通，这样二次绕组中有电流流通，它的漏感为 L_{LS}。在导通期间，变压器一次绕组的电流呈线性增加，如图 1-4b 所示。

在导通末期，储存在变压器中可耦合到二次侧的磁场能量为 $I_P^2L_{LP}/2$。一旦 VT_1 和 VT_2 同时截止，二次绕组电流 I_S 降为零。然而，磁感应强度没有改变，则通过反激作用，变压器上所有的电压将反向。二极管 VD_1、VD_2 也导通，一次绕组在反激电压作用下使供电电源保持 V_{in}值。由于绕组的极性反向，二次绕组感应出的反向电动势将导致整流二极管 VD_3 截止。二次绕组感应的电流为 nI_p 值时（$n=N_P/N_S$），储存在二次绕组的漏感 L_{LS}中的能量反馈到电源 V_{in}中，则一次绕组电压 V_P 降至二次绕组反射电压。此时，二次绕组电压等于 C_3 上的电压折算到一次绕组。通过设计使钳位电压小于供电电源电压 V_{in}，否则，反激能量将回送到供电电源中。然而，在正常条件下，对于一个完善的能量变换系统，两只场效应晶体管刚截止关断时，储存在变压器磁场中的能量将转移到输出电容和负载上。在两只场效应晶体管截止关断的末期，新一轮周期将开始。

反激式双晶体管变换电路在任何条件下，两只场效应晶体管所承受的电压都不会超过 V_{in}。VD_1、VD_2 必须是超快速恢复二极管。因为这些元器件在电压超值时特别容易损坏，与反激式单晶体管变换电路相比，开关功率管可选用较低的耐压值。

反激开始时，储存在一次漏电感中的电能经 VD_1、VD_2 进行反馈，系统能量损耗小、效

率高。当负载减小时，在电路导通期间，变压器一次绕组中储存过多的电能，那么，在下个周期反激时，将电能反馈至电源 V_{in}，降低损耗。

反激式双晶体管变换电路与反激式单晶体管变换电路相比，高频变压器不需要反馈绕组。这对于生产商来说，有利于降低成本，缩小体积。

1.2.3 正激式单晶体管变换电路

如图 1-5a 所示，正激式单晶体管变换电路的变压器纯粹是个隔离器件，它的一次侧分为两组 N_{1a}和 N_{1b}，中心抽头接输入电压的正极，两端分别接二极管 VD_F 和开关晶体管 VT 的集电极。二次绕组接整流二极管 VD_1、续流二极管 VD_2 以及电感器 L。正激式单晶体管变换电路是利用电感 L 储能及传送电能的。变压器的一次和二次绕组是相同的同名端，由于电感 L 的存在，它的电感反射到一次侧，使一次电感增大。

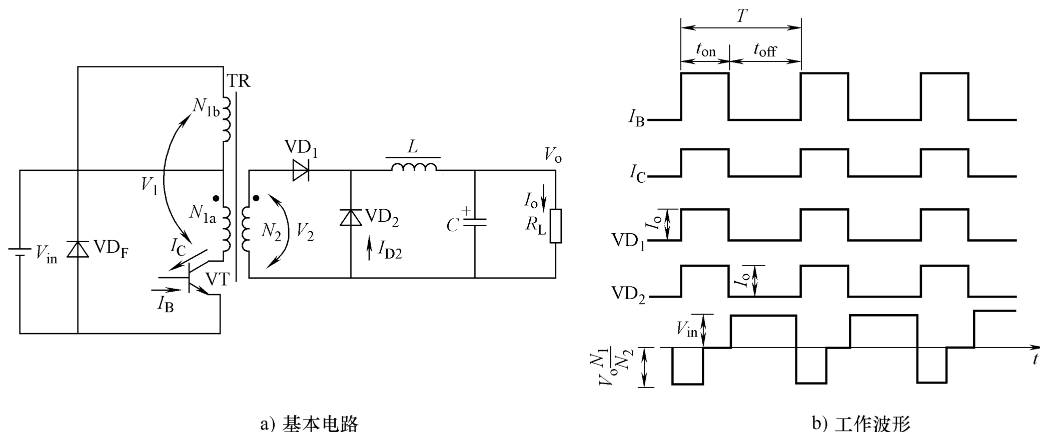


图 1-5 正激式单晶体管变换电路

正激式单晶体管变换电路的工作原理是这样的：开关晶体管 VT 截止时，在电感的反激作用下，VD_2 正向导通，导通后的电路通过电感 L 和负载 R_L 构成回路，这时电感上的电压等于输出电压 V_o。电感 L 中存储的能量的大小将影响输出电压的峰值。由图 1-5 可知，电感电流等于峰值电流。当开关晶体管 VT 导通时，电源电压经变压器一次绕组向晶体管 VT 充电，这时变压器一次绕组 N_1 储能，而绕组 N_2 在二极管 VD_2 的作用下释放电能，结果 VD_1 导通，VD_2 截止。VD_1 向电感 L 供电，“感化”储能，输出直流电压。当晶体管 VT 截止时，电感器 L 积蓄的电能经二极管 VD_2 整流、LC 滤波后，向负载供电。正激式单晶体管变换电路二次侧整流二极管与开关管集电极的电流是一致的。输出电压 $V_o=(N_2/N_1)V_{in}D$。正激式单晶体管变换电路的优点是铜损低，因为使用无气隙磁心，电感量较高，变压器的峰值电流比较小，输出电压纹波低；缺点是电路较为复杂，所用元器件多，如果有假负载存在，效率将降低。电源处于空载，也有一些损耗。它适用于低电压、大电流的开关电源，多用于 150W 以下的小功率场合。它还具有多台电源并联使用而互不受影响的特点，而且可以自动均压，而反激式却不能做到这点。

1.2.4 正激式双晶体管变换电路

正激式双晶体管变换电路（又称正激式双管变换电路）是在正激式单晶体管变换电路上再串接一只晶体管而组成的，这对于高压大功率的开关电源来说更加安全可靠。安全可靠

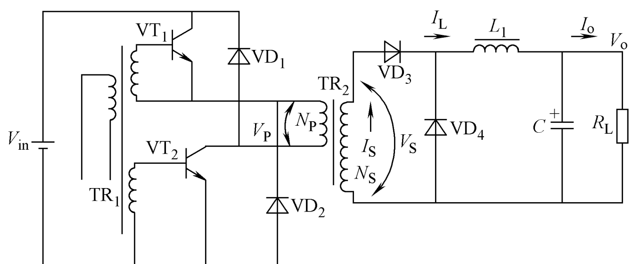


图1-6　正激式双晶体管变换电路

是最大的效益，所以正激式双晶体管变换电路得到了广泛应用。

如图1-6所示，晶体管VT_1、VT_2在工作期间同时导通，或者同时截止。在导通时，电源电压V_{in}加在变压器TR_2的一次绕组N_P上。在这个工作周期里，电感L_1已经储存了电能，电流通过续流二极管VD_4后经电感器L_1向负载R_L供电。由于VT_1、VT_2的导通，变压器TR_2的一次绕组N_P向二次绕组N_S感应了电动势，整流二极管VD_3在正向电压作用下导通，便有电流I_L向负载R_L供电。但是，供电时间受到二次绕组漏感的影响，I_L继续保持。在此期间，流经VD_4的电流快速减小，直至VD_4转为截止。当VT_1、VT_2截止时，二次绕组电压反向，这时二极管VD_3很快截止。在电感L_1的反激下，VD_4进入导通状态，电流经VD_4、L_1向负载R_L供电。当I_L慢慢减小后，在变压器一次电压V_{in}的帮助下，VT_1、VT_2再次进入导通状态，这就是正激式双晶体管变换电路的电能传递过程。

1.2.5　半桥式变换电路

为了减小开关晶体管的电压应力，可以采用半桥式变换电路，它是离线式开关电源较好的拓扑结构。电容器C_1、C_2与开关晶体管VT_1、VT_2组成半桥式变换电路，如图1-7所示。桥的对角线接高频变压器TR的一次绕组。如果$C_1=C_2$，当电源V_{in}接通后，某一只开关晶体管导通，绕组上的电压只有电源电压V_{in}的一半。在稳定的条件下，VT_1导通，C_1上的电压$V_{in}/2$加在变压器的一次绕组上。由于一次绕组电感和漏感的作用，电流继续流入一次绕组黑点标示端。如果变压器一次绕组漏感储存的电能足够大，二极管VD_6导通，钳位电压进一步变负。在VD_6导通的过程中，反激能量对C_2进行充电。连接点A的电压在阻尼电阻的作用下，以振荡形式最后回到中间值。如果这时VT_2的基极有触发脉冲，则VT_2导通，一次绕组黑点标示电压变负，I_P电流加上磁化电流流经一次绕组和VT_2，然后重复前面的过程。不同的是I_P变换了方向。二极管VD_5对晶体管VT_1的导通钳位，反激能量再对电容C_1进行充电。

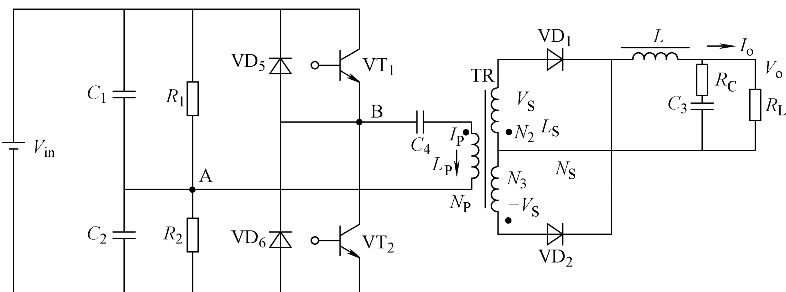


图1-7　半桥式变换电路

二次电路的工作过程如下：当VT_1导通时，变压器二次绕组电压V_S使VD_1导通，这与正激式变换电路的工作相同。当VT_1截止时，两个绕组的电压都下降。在二次电感L的反激下，储能继续向负载R_L提供电能。当变压器二次绕组电压下降到零时，二极管VD_2起着

续流作用，二次电压 V_S 下降到零。在稳定的条件下，晶体管处于导通期间，通过 L 的电流增加；当晶体管关断截止时，L 上的电流减小，这期间它的平均值等于输出电流 I_o。输出电压为

$$V_o = \frac{V_{in} t_{on}}{N_P T} N_S = \frac{N_S}{N_P} V_{in} D$$

由上式可知，通过控制占空比，在电源电压 V_{in} 和负载电流 I_o 发生变化时，可以保持输出电压 V_o 不变。

半桥式变换电路要求 VT_1、VT_2 具有相同的开关特性，但是，即使是在相同的基极脉冲宽度的作用下，也很难保证两只晶体管导通和截止的时间相同。如果用这种不平衡的波形驱动变压器，将会产生偏磁现象，其结果将导致磁心产生磁饱和，从而降低了效率，严重时将导致晶体管烧毁。解决的办法是在一次侧加一只电容 C_4。

1.2.6　桥式变换电路

桥式变换电路由 4 只开关晶体管组成，与前面介绍的半桥式变换电路相比，多了两只晶体管，如图 1-8 所示。在一个电子开关周期中，4 只晶体管中每一条对角线上的两只管子为一组。它们的“开”和“关”与占空比有关。当给 VT_1、VT_3 以等量触发脉冲时，两只晶体管同时导通，等到触发脉冲消失后，两只晶体管又同时截止。电源电压经 VT_1 流入变压器一次绕组 N_P，并经 VT_3 到电源负极。在这一过程中，变压器一次电流 I_P 逐渐升高。这时，变压器的二次侧得到感应电压，使整流二极管 VD_1 的电压上升，VD_2 的电压下降。这一变化的快慢是由二次绕组 N_S 的漏感及二极管 VD_1、VD_2 的性能决定的。如果输出大电流、低电压时，工作频率的影响更大。由于变压器一次电能的增加，二次绕组的感应电流也跟着上升，二极管 VD_2 慢慢进入反向偏置状态，二极管 VD_1 却进入正向导通，电感 L 的电压紧跟着上升。L 上的电感在反向电动势的作用下，对变压器的一次绕组进行“磁化”，“磁化”的结果是使 VT_1、VT_3 截止。VT_2、VT_4 在 V_{in} 电压的作用下趋向导通，又开始了新一轮的“开”、“关”工作循环。桥式变换电路和正激式变换电路的输出电压相同。

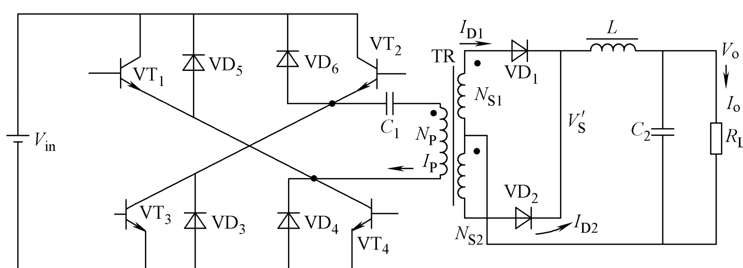


图 1-8　桥式变换电路

1.2.7　推挽式变换电路

在驱动脉冲的作用下，VT_1、VT_2 交替导通、截止，如图 1-9 所示。当 VT_1 导通时，电源电压 V_{in} 加到变压器一次绕组 N_{1b} 上，VT_2 的集电极通过变压器耦合作用承受 $2V_{in}$ 的电压。二次绕组 N_{2a} 的上端为正。电流 I_{D1} 经 VD_1 整流和 C 滤波后送到负载 R_L 上。一次电流 I_{C1} 是负载电流折算到一次电流与一次电感磁化电流之和。VT_1 导通时的一次电流随时间增加而增

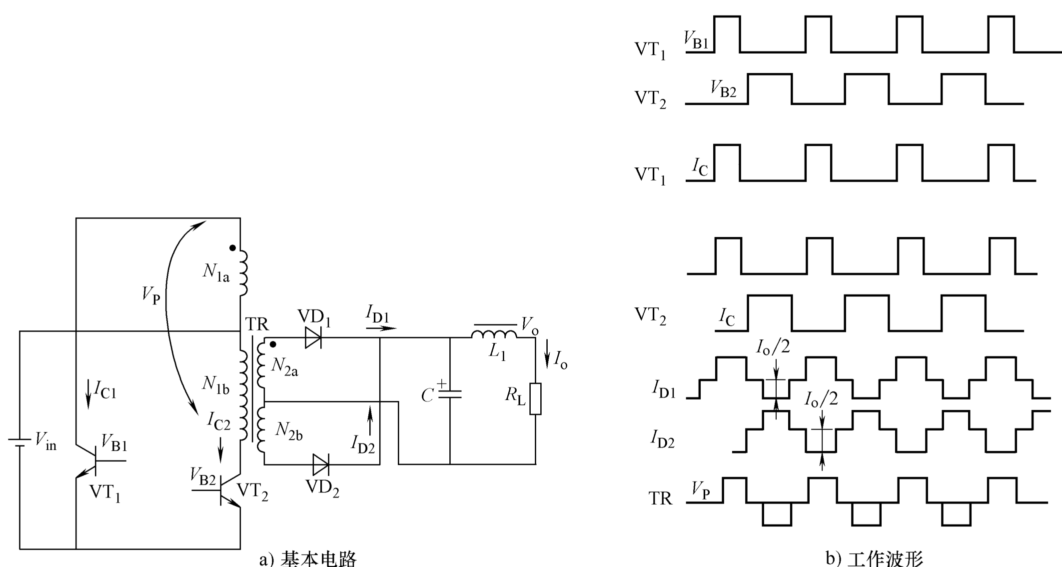


图 1-9　推挽式变换电路

加，导通时间由驱动脉冲的宽度而定。VT_1 截止是一次绕组储能和漏感共同作用的结果。VT_1 的集电极电压上升，通过变压器绕组 N_{1a}、N_{1b}的耦合，VT_2 的集电极电压下降。当 VT_2 的集电极电压下降到零时，N_{1a}所储存的电能反馈到电源 V_{in}中去。在反馈时，也反激到二次侧，使 VD_2 导通，将电能送到负载上。在运行中，如果 VT_1、VT_2 都处于截止状态，那么这段时间称为死区时间。在此期间，扼流圈 L_1 有一段保持电流时间，这时电流流向负载。二次侧的两个绕组和两只整流二极管形成一个完整的回路。推挽式隔离变换电路与其他形式的变换电路基本相同，但与正激式变换电路不同的是，它用两只管子进行推挽，变压器采用中心抽头连接，二次侧也是两相半波整流。因此，它相当于两个正激式变换电路工作的形式。这类变换电路比较复杂，尤其是变压器的一次和二次侧都需要两个绕组，但是它的利用率较高，效率高，输出纹波电压小，适合用于百瓦级至千瓦级的开关电源中。

推挽式变换电路由于使用两只晶体管，有时也会出现偏磁现象，出现这一现象是由两只开关晶体管的储存时间和开关时间的差异所致。加在变压器上的正、负电压的持续时间不同，经过几个周期的积累，就会出现单绕组励磁饱和现象和所谓的偏磁现象。在选用晶体管时，尽量使两只管子的技术参数保持一致。其次，在设计时，它的工作频率应小于100kHz。

1.2.8　升压式变换电路

升压式（Boost）变换电路，是开关电源拓扑的一种，也是LED驱动电源使用的一种，用途比较广泛。

1. 升压式变换电路的基本原理

升压式变换输出电压 V_o 必须大于输入电压 V_i。基本原理如图 1-10 所示。V_i 为输入直流电压，V_o 为输出直流电压，L 为储能电感，S 代表电子开关变换器，C 为整流输出滤波电容。当电路通电初始时，电子开关 S 闭合，V_i 便通过电感 L，L 中有电流通过，电压极性左正右负，这时整流二极管截止，电感 L 此时储能，电容 C 通过负载 R_F 放电；当电子开关 S 断开时，储能电感即将改变极性，变为左负右正，这时二极管 VD 导通，L 上的电能经 VD

向负载 R_F 供电，同时对电容 C 充电，电子开关 S 在高频的作用下，输出电压 V_o 保持稳定。由图 1-10 可知输出电压 V_o 等于输入电压 + 电感电压 - 二极管的正向导通电压。

$$V_o = V_i + V_L - V_D \approx V_i + V_L > V_i$$

上式称之为升压式变换式。

输出电压表达式

$$V_o = \frac{D}{1-D}V_i$$

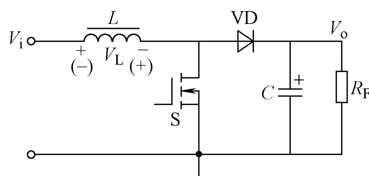


图 1-10　升压式变换电路的基本原理图

由上式可知，只有 D 大于 0.5 时，V_o 才能大于 V_i。

2. 升压式 NJM2360 驱动 LED 的应用

NJM2360 是一种恒流驱动升压式开关电源，输入电压为 3～5V，输出电压为 12.6V，该电路对输出电压可进行恒流编程，对 LED 调节亮度，输入电源采用一节锂离子电池，电路直接驱动 3～7 只白光 LED 灯。电路的开关频率为 1.5MHz，转换效率达 86%。NJM2360 可用于手机、笔记本电脑、GPS 接收机、MP3 播放器等。

由图 1-11 所示，NJM2360 构成升压式 LED 恒流驱动电源，输入电压为 3～5V，LED_1～LED_3 是 3 只白光 LED 灯，可选用超高亮度的 Ly551C3N 白光 LED，它的正向导通电压为 2.4V，正常工作电流为 20mA，发光强度为 3200cd。输出整流二极管 VD 系用 BK14 型 0.5A/25V 肖特基二极管。R_3 为电流取样电阻，它将决定 LED 的正向工作电流 I_F，达到发光亮度调节的目的，以配合电路输出电压。

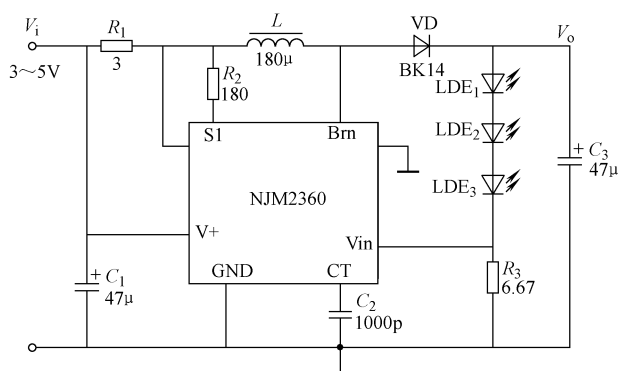


图 1-11　NJM2360 恒流驱动白光 LED 原理图

$$I_F = 100\text{mV}/R_3$$

当 $R_3 = 6.67\Omega$ 时，$I_F = 15\text{mA}$；当 $R_3 = 5\Omega$ 时，$I_F = 20\text{mA}$。

利用直流输入电压的变化，可以改变 LED 电流 I_F，从而达到改变 LED 发光强度和输出电压的目的。

1.2.9　降压式变换电路

降压式（Buck）变换电路，是 LED 驱动电源比较简单容易实现的一种变换电路，因此，得到了广泛应用。

1. 降压式变换电路工作原理

所谓降压式变换，是指输出电压 V_o 必须小于输入电压 V_i。基本原理如图 1-12 所示，当电子开关 S 闭合时，输入电压 V_i 通过滤波电感 L 向电容 C 充电，另一部分向负载 R_F 提供电能，这时的续流二极管 VD 上正下负截止，电流在电感 L 上的电压左正右负。当电子开关 S 断开时，电感上的极性相反，续流二极管 VD 导通，电感上储存电压 V_L 通过 VD 反向负载 R_F 传送电能，使输出电压 $V_o < V_i$，故称为降压式。降压式变换电路的输出与输入电压的关系如下式所示：

$$V_o = \eta \frac{t}{T} \cdot V_i$$

式中，$\frac{t}{T} = D$，上式转化为

$$V_o = \eta D V_i$$

式中，D 为占空比；η 为变换电路效率，所以 $V_o < V_i$。

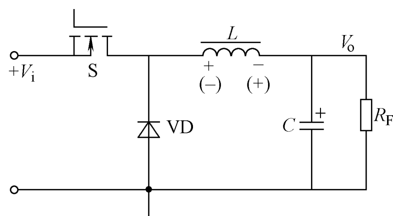


图 1-12　降压式变换电路基本原理图

2. 降压式 LM3402HV 驱动 LED 的应用

LM3402HV 是一种降压式可调恒流输出 LED 驱动器，它可驱动大功率 LED，输入电压范围较宽为 DC 6～75V，属于高压型驱动器，驱动 LED 串联的电流为 400mA，最大驱动电流达到 500mA，每只 LED 的承受功率最大为 1.2W。这种驱动 IC 由美国国家半导体公司（NSC）于 2005 年生产。

LM3402HV 具有过热保护、过电流保护、负载开路保护，它的功率驱动由片内的 MOS-FET 行使，最大驱动电流达 1A，电源适用于路灯照明、汽车照明等领域，使用范围广，目前市场销售良好。

LM3402HV 原理如图 1-13 所示。C_1、C_4 分别为输入输出滤波电容，滤除电源内部或来自外部的峰值谐波，C_2、C_5 采用陶瓷电容，滤除噪声信号，C_6 为自举升压电容，R_1 为工作频率振荡电阻，当 $R_1 = 59\text{k}\Omega$ 时，振荡开关的开通时间为 2.7μs。如 R_1 输入电压较低时，LM3402HV 呈断开状态，起到低电压保护的目的。VD 采用肖特基续流作用，L 为储能电感，其电感量大小决定输出电流高低。R_2 为电流检测电阻，当阻值为 0.75Ω 时，PWN 脉冲延时 220ns，它的精度极为重要，决定输出电流大小。图 1-13 所示的 LED 若采用白光时，其正向压降 V_F 为 3.7V，LED 的数量与 V_F 有关。例如，要设计一个背光源供电系统，背光源的发光颜色匹配应由 3 组 LED 灯串组成，使发光颜色处于最佳，这 3 种颜色分别是 7 只红光、14 只绿光、7 只蓝光 LED，它们的工作电压 V_F、工作电流 I_F 分别是 2.3V/400mA、3.5V/350mA、3.5V/350mA，还要考虑 LED 的压降 $V_V = 0.2\text{V}$，所以 3 组 LED 灯串的输出电压 V_o 分别为

$$V_o(R) = 7 \times (2.3 + 0.2)\text{V} = 17.5\text{V}$$

$$V_o(G) = 14 \times (3.5 + 0.2)\text{V} = 51.8\text{V}$$

$$V_o(B) = 7 \times (3.5 + 0.2)\text{V} = 25.9\text{V}$$

可采用 3 片 LM3402HV 分别驱动 3 组 LED 灯串。

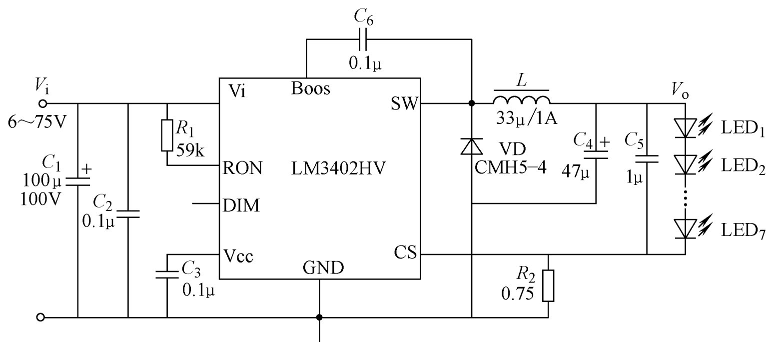


图 1-13　LM3402HV 降压式驱动白光 LED 原理图

1.2.10　升压/降压式变换电路

升压/降压式（Boost/Buck）变换电路，是将两种电源拓扑电路的优点融于一体。这种电路具有不连续工作模式，也就是电路的输入输出电流是断续的。输出电压和输入电压极性相反，幅度可变，另外变换电路只有一路输出，而且输入与输出不隔离。升压/降压式变换电路输出滤波电容的极性相反。

1. 升压/降压式变换电路工作原理

升压/降压式变换电路工作原理如图 1-14 所示。脉宽调制信号从电子开关的门极 G 输入，当控制信号为正脉冲时，电子开关闭合，输入电压 V_i 通过电感 L 返回到电源负极，此时电感 L 处于储能周期，同时，电能也向电容 C_2 充电，给负载提供电流 I_o；当信号脉冲为负时，电子开关断开，滤波电感 L 上的极性变反，二极管 VD 从截止变为导通，电容 C_2 向负载 R_F 放电，使负载长期有供电电流。但输出电压可大可小。

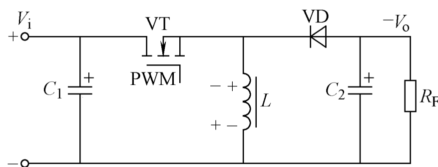


图 1-14　升压/降压式变换电路原理图

2. 升压/降压式 LTC3783 驱动 LED 的应用

由 LTC3783 构成的大电流驱动 LED 如图 1-15 所示。

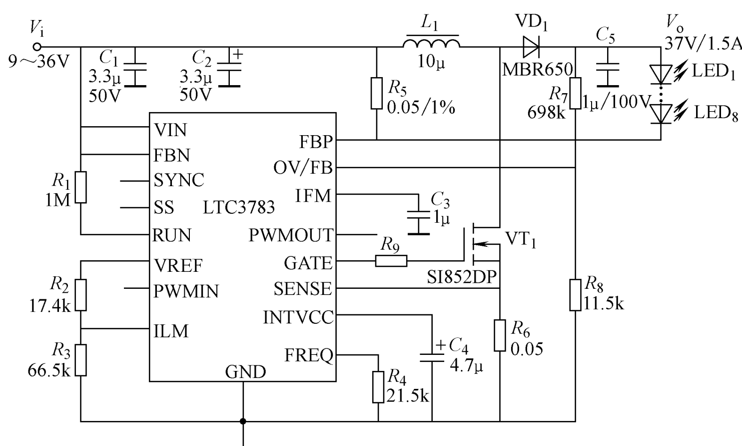


图 1-15　升压/降压式 LTC3783 驱动 LED 原理图

LTC 3783 是一种电流模式 LED 驱动器和升压、反激 SEPIC（单端一次侧电感式变换电路）型控制器控制 IC，常用于驱动一个 N 沟道功率 MOSFET 和一个 N 沟道负载 PWM 开关，PWMIN 不仅驱动 PWMOUT，而且还将用于控制器 GATE 开关和误差放大器操作，可使控制器在 PWMIN 为低电平时储存负载信息，真正实现 PWM 负载开关操作，而不会发生过电压或欠电压问题。LED 的调光比可通过数字方式来实现，以免在 LED 调光时出现彩色偏移现象。FBP 脚与负载电流提供仿真调光。

输出负载电流必须返回 IC 的 VIN 脚，任选恒流、恒压调节，才能对输出电流电压进行有效控制。

LTC3783 组成的驱动 8 只 1.5A LED 电路，电路输入电压范围为 9 ~ 36V，LED 串联总电压范围为 18 ~ 37V，若输入电压为 20.0V、输出电压为 36V、I_o = 1.5A 条件下，输出功率为

54W，效率为93%，改变PWM的占空比，则可改变LED的工作电流。

LTC3783能提供恒定的色彩和大范围的调光比；能实现高功率LED的PWM调光控制，全集成负载驱动；能对模拟信号输入进行100:1的调光；有恒定的电流、电压调节，片内的基准电压为1.23V，精度为1%；脉宽FB（反馈）电压范围为0～1.23V；电路还可利用外部电阻设置工作频率，可编程对输出电压保护和软启动等进行多功能控制。

图1-15所示的IC FBP脚上的0.05Ω电阻用作LED电流检测。电路的开关频率由FREQ脚连接的电阻R_4设置，频率范围50k～1MHz调定。OV/FB脚外部由电阻R_7、R_8分压，设置输出电压及对输出电压进行保护。改变电阻R_8的阻值即可改变过电压保护点。

1.2.11 单端一次电感式变换电路

单端一次电感式（SEPIC）变换电路简单，但它具有反激式降压/升压作用，实际上它属于升压+降压/升压式变换电路，而电源效率优于反激式变换电路。变换电路适用于电池供电LED驱动电源。

1. 电路工作原理

SEPIC式变换电路的工作原理如图1-16所示。电路包含两只电感L_1和L_2，两只电容C_1和C_2，开关管VT和整流二极管VD。当开关管VT闭合时，供电电压由L_1经VT形成回路，这时对电感L_1进行储能充电，由于C_2的阻隔，二极管VD截止，C_2放电，向负载提供电流I_o。当开关管VT断开时，L_2将产生反向电动势，使二极管VD从截止转向导通，这时供电电源上的电流由L_1经C_1、VD向负载提供电能，同时L_2上的电感电流I_{L2}沿着VD给负载供电，这时负载上的电流由两只电感提供双倍电流。这里L_1和开关管VT起着升压式变换的作用，而L_2和二极管起到反激式变换的作用。这种SEPIC变换电路可以使输出电压低于输入电压，也可以使输出电压高于输入电压，使用方便，转换简单。

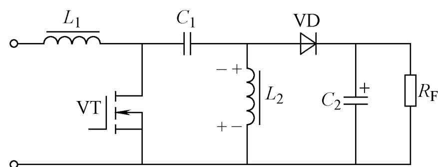


图1-16 SEPIC式变换电路原理图

电感L_2的作用是传递电能，并对电容C_1放电复位，C_1不仅有隔直的作用，它还是电能传递的一个电荷泵，它随着电子开关的作用进行充放电，将电能转移出去，起到“泵”的作用。

2. 单端一次电感式LM3410的应用

LM3410是一种恒流输出LED驱动器，有两种工作频率，分别是525kHz和1.60MHz，输入电压为DC 2.7～5.5V，输出电压为DC 3～24V，输出电流可达1.5A，电源效率为88%，芯片具有软启动、PWM调光功能。LM3410采用电流调光适用于有机发光二极管（OLED）、高亮度发光二极管（HB-LED）、背光源驱动器及LED闪光灯驱动器各种LED驱动电源。

LM3410片内有驱动MOSFET，为调节控制LED亮/灭集成电路，还为LED驱动器各种保护回路。

图1-17所示为LM3410X驱动5×7串、并联LED灯的电路，它是SEPIC式变换电源，IC的3脚是PWM（脉宽调制）信号输入端，脉冲驱动的峰值电流$I_P=1A$，R_2是LED的正向电流设定值，其反馈电压V_{FB}应等于芯片内部的基准电压V_{REF}，即$V_{FB}=V_{REF}=200mV$。LED的正向电流$I_F=25mA$，正向电压$V_F=3.3V$，根据图1-17所示的LED的总电流$I_{LED}=25mA\times7=175mA$，总压降为$V_{LED}=3.3V\times5=16.5V$。$L$使用8.2μH/2A贴片电感。

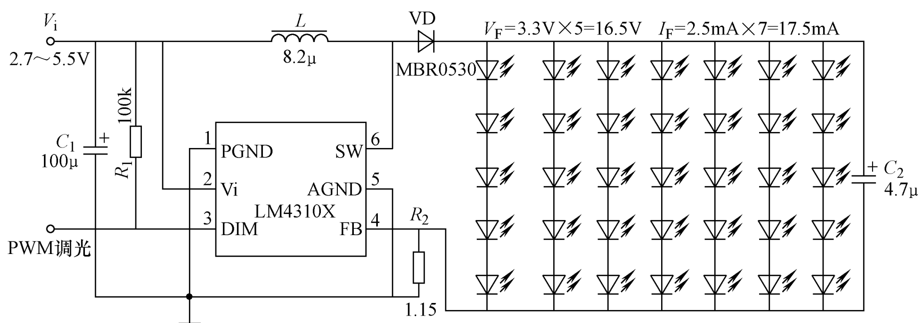


图 1-17　SEPIC 式 LM3410X 驱动原理图

$R_2 = V_{FB}/I_{LED} = 200mV/175mA = 1.14\Omega$，$R_2$ 取 1.15Ω。R_1 为上拉电阻，R_1、R_2 的阻值误差为 ±1%，C_1、C_2 选用 TDK 生产的 C2012/5ROJ106M 系列陶瓷电容。

1.2.12　电荷泵式变换电路

电荷泵式变换电路，其实质是电容开关式变换电路，简称泵电源。它的特点是利用一只电容在开关频率作用下快速传输电能。这种变换电路输出电压可高于输入电压，也可低于或等于输入电压，其作用将列入降压/升压类别之中。

1. 电荷泵式变换电路基本原理

开关电源中的电荷泵式变换电路的转换效率是最高的（可达到 92%），电源的损耗最低（静态只有 0.5W），其外围电路简单，还可实现倍压或多路倍压输出。图 1-18 所示为它的基本原理电路。VT_1 ~ VT_4 是 4 只模拟信号电子开关，电容 C_1、C_2 是在频率作用下的电容开关。两组开关交替导通和截止，实现电能转换。输入信号为正半周时，VT_1、VT_2 导通，VT_3、VT_4 截止，这时电容 C_1 充电，当充电电压达到电源电压 V_i 的 90% 后，VT_1、VT_2 由导通变为截止。输入信号为负半周时，VT_3、VT_4 导通，电容 C_1 的正端接地，负端接 V_o，电容 C_2 向负载反向放电，形成 C_1、C_2 并联，使 C_1 的部分电能转移到 C_2，并在 C_2 形成负电压，向负载输出。在模拟信号的作用下，C_1 被不断地充电，最终使充电电压维持到输入电压 V_i 值。可见，C_1 就是一个“充电泵”，所以 C_1 称为泵电容，由 C_1、C_2 构成泵电源。C_1、C_2 应采用漏电流小、性能稳定的钽电容。

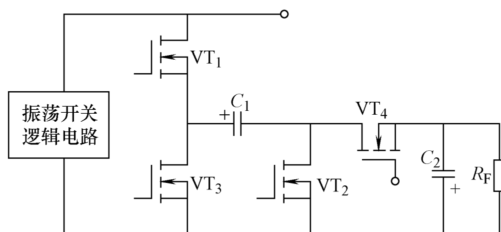


图 1-18　电荷泵式变换原理图

2. 电荷泵式 CAT3224 驱动 LED 的应用白光灯源

CAT 3224 是美国安森美半导体公司生产的产品，提供不同 LED 驱动调光类型。图 1-19 所示为电荷泵式所支持的闪光大电流调光照相电路。电路主要特点是运用超级电容发光二极管，这种新兴的高强度 LED 驱动器 CAT3224 能承受高达 4A 的电流，以及为双单元超级电容供电。电路具有简单并行接口，激活 3 种完全独立的工作模式（闪光、充电和手电筒），每种模式的工作电流以外部电路 3 只电阻作简易编程。超级电容技术的峰值电流结合并行逻辑接口，使这种 LED 器件能替代氙气灯。

CAT3224 有 3 条工作技术：超级电容驱动 LED；精密的超级电容充电控制；电容放电为

LED闪光管理以及手电筒提供恒流。电路具有热关断保护、过电压保护和外部电阻编程故障保护功能。处在闪光模式时，输出通道匹配每通道2A电流；手电筒模式时，输出通道匹配每通道200mA电流。满足各功能需要。

CAT3224电荷泵式驱动器，支持高达百万像素照相机闪光，替代氙气闪光，配合纤维薄板设计、以超级电容为基础的LED驱动器相配备，还可提供高达10A的闪光大电流。现今500万像素，或更高分辨率的照相机，为了在弱光下拍得高分辨率的照片，需要高亮度的闪光，CAT3224电源能满足各项技术性能的要求，这种电路是目前非常适用而又节能的照相机新设备。值得注意的是，电路所用的电池要用锂离子电池，允许电压范围为2.5～5.5V。超级电容 C_T 驱动LED闪光至充分亮度，能够提供高达10A的大峰值电流，满足闪光摄像的电流需要。

图中 C_1、C_2 是电路输入输出电容，其中 C_2 为泵电容。R_3 为信号反馈电阻，控制反馈量，以满足大电流输出的需要，同时还要当过电压出现时，进行保护。C_T 是超级电容，向电路提供高达10A的闪光电流，是电路变换的核心元件。

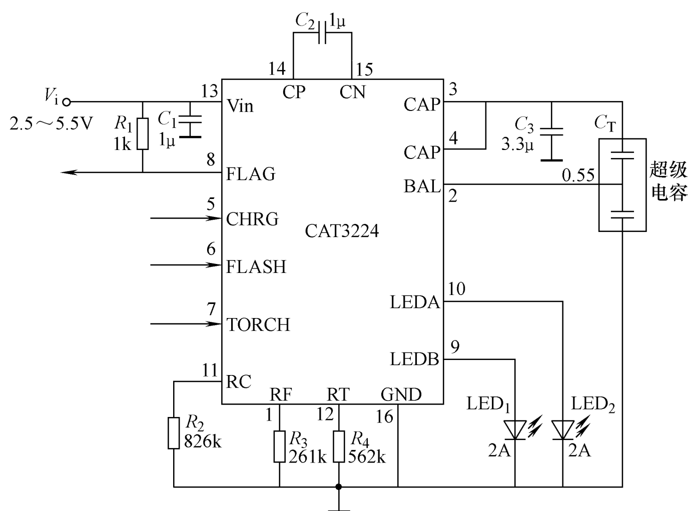


图1-19　电荷泵式CAT3224驱动LED原理图

1.3　开关电源元器件的特性与选用

无论哪一种变换电路，用的是哪一种结构形式的开关电源，所使用的元器件都是开关晶体管、电阻、电容、电感及磁性材料等。选用好元器件，是决定开关电源质量的关键。往往设计的开关电源在实验室中是成功的，一到生产线上进行规模生产时，就会出现各种问题。当然，有设计方面的，有工艺方面的，还有焊接方面的，但多数是元器件选用问题。元器件质量的差异是影响开关电源质量的一个重要原因。这里将讨论各种元器件的规格、特性及选用的原则。

开关电源中的功率开关晶体管是影响电源可靠性的关键器件。开关电源所出现的故障中约60%是功率开关晶体管损坏引起的。主电路中用作开关的功率管主要有双极型晶体管和MOSFET两种。随着绿色开关电源的发展，绝缘栅双极型晶体管（IGBT）、双极型静电感应

晶体管（BSIT）及联栅晶体管（GAT）等新型功率开关器件也在不断地涌现，开关电源的发展前景非常广阔。

1.3.1 功率开关晶体管的特性与选用

1. MOSFET 的特点及主要参数

现在 MOSFET 在电子电路中被广泛应用，是因为单晶硅的结面积较大，能实现垂直传导电流，使得电流的容量加大，焊接在 PN 结面的单晶硅具有高阻移动范围，提高了结区耐压量级，沟道电阻减小，开关速度提高，栅极电压不以漏源间隙增加而变化，所以漏源电压大大提高，极间电容减小。

MOSFET 分 P 沟道耗尽型、N 沟道耗尽型和 P 沟道增强型、N 沟道增强型 4 种类型。增强型 MOSFET 具有应用方便的“常闭”特性（即驱动信号为零时，输出等于零）。在开关电源中，用作功率开关管的 MOSFET 几乎全部都是 N 沟道增强型器件。这是因为 MOSFET 是一种依靠多数载流子工作的单极型半导体器件，不存在二次击穿和少数载流子的储存时间问题，所以具有较大的安全工作区，良好的散热稳定性。MOSFET 用在开关电源电路中作为功率开关管，与双极型功率晶体管相比具有一定的优势。所有类型的功率驱动、有源功率因数校正、功率开关都是用 MOSFET 来设计的。

由于 MOSFET 没有少数载流子存在，极间电容极小，开关速度快，所以它适用于大功率驱动。

MOSFET 的主要参数：

（1） 漏源击穿电压 $V_{(BR)DS}$

漏源击穿电压就是 PN 结上的反偏电压，该电压决定了器件的最高工作电压，在 MOS 结构中，它用于衡量漏极 PN 结的雪崩击穿能力。栅极电压高低对漏沟道区反向偏置耗尽型电场的分布电荷有决定作用。$V_{(BR)DS}$是随着温度变化而变化的，在一定温度范围内，PN 结温度每升高 10℃，$V_{(BR)DS}$值将增加 1%。所以结温上升，MOSFET 的耐压上升，这是该管最大优点，而双极型晶体管则是相反。

（2） 最大漏极电流 I_{Dmax}

在 MOSFET 工作曲线上，当工作电流输出达到最大值，输出特性曲线进入饱和区，这时漏极电流最大值为 I_{Dmax}。漏极电流越大，MOSFET 沟道越宽。

（3） 导通电阻 R_{ON}

导通电阻是 MOSFET 的一个重要参数。决定 R_{ON}有两个主要因素：一个是沟道电阻 r_c，另一个是漂移电阻 r_d。改变 PN 结的结构和几何尺寸，可以改变沟道电阻 r_c 和漂移电阻 r_d。

导通电阻 R_{ON}是决定开关电源输出损耗和 MOSFET 功耗的主要因素，R_{ON}小、$V_{(BR)DS}$高的 MOSFET 就是优质 MOSFET。R_{ON}与温度呈线性关系，受温度影响也大，制作的开关电源的效率低。

（4） 跨导 g_m

跨导是指 MOSFET 的漏极输出电流变化量 ΔI_D 与栅源极间电压的变化量 ΔV_{GS}之比：$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$

跨导 g_m 这一参数是对 MOSFET 漏极控制电流的控制能力的重要量度，g_m 越大，MOSFET 性能越好。

（5） 开通时间 t_{on}和关断时间 t_{off}

我们知道，场效应晶体管是依靠多数载流子传导电流的，影响开关速度的主要因素是器件的输入电阻 R_{in} 和输入电容 C_{in}，这两个参数是影响器件开关速度的主要因素，为了提高开关速度，必须尽最大努力减小 MOSFET 的各种极间电容，一般 VMOS 器件的开关速度比场效应晶体管和双极型晶体管要高很多。

（6）最高工作频率 f_{max}

场效应晶体管工作频率越高，开关电源输出电压越高，效率越高。为了提高器件的工作频率，一般器件采用高散射极限速度和高迁移率的材料制造，这样可以提高跨导 g_m，降低极间电容，这为提高器件工作频率创造了条件。

2. MOSFET 驱动电路及要求

降低开关电源的损耗和实现真正完整的信号传递，驱动电路在这里起关键作用，场效应晶体管采用驱动方式有：

（1）直接驱动

图 1-20 所示用晶体管驱动 MOSFET。为了使驱动电路获得较大的增益和工作在较宽的频带，减少晶体管 VT_1、VT_2 在开关状态下的上升和下降时间，该电路的特点是对场效应晶体管 VT_3 的栅极电容 C_1 充电，这样产生密勒效应向 VT_3 提供足够大的开通和关断的电流，使场效应晶体管不产生误动作。

（2）变压器驱动

利用变压器驱动是电子电路最常见的一种驱动方式，对开关电源电路，常用在推挽式和桥式电路。图 1-21 是利用变压器耦合驱动混合式电路，R_1、R_3 是晶体管 VT_1 集电极电流和场效应晶体管 VT_3 漏极电流的限流电阻并具有抑制振荡、加速晶体管开关的作用。由于变压器 TR 的极性关系，场效应晶体管 VT_3 处于反向工作状态，即 VT_3 截止时，VT_1 导通。图中 VT_1、VT_2 组成射极跟随器。R_2、R_4 是 VT_3 栅极电位钳制电阻，可防止寄生振荡，并产生电压负反馈。另外，MOSFET 在开关电路中得到广泛应用，是因为它的工作频率比较高。但是这样结果，容易产生寄生振荡，在设计制作开关电源时必须注意：第一，减少 MOSFET 各接点连接线的长度。第二，由于 MOSFET 的输入阻抗高，防止电路出现正反馈而引起振荡。开关电路对场效应晶体管的控制实质是对输入电容 C_{in} 的充、放电控制，所以驱动电路无需不间断地提供电流，因此要求电源输出内阻要小。第三，MOSFET 的栅源极的耐压是有限的，如果输入电压超过了额定值，就会击穿，所以要求输入电压在 20～30V 之间。

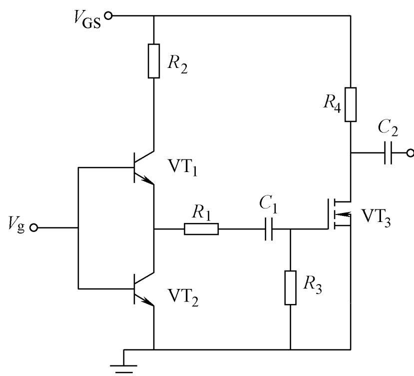


图 1-20　晶体管直接驱动 MOSFET

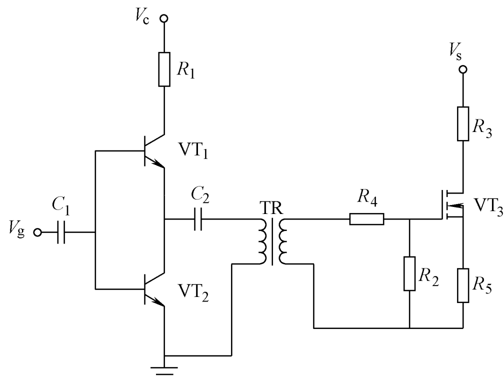


图 1-21　变压器耦合驱动 MOSFET

3. 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）的特点及主要参数

绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor，IGBT）是一种电流控制器件。为了提高 IGBT 工作频率，设计电路时，工作在准饱和状态，所谓准饱和状态是指工作点在深饱和与放大区之间一个区域。若准饱和区工作电流增益开始下降，但电路依然是源极处于正偏置，漏极处于反偏置，这样开关速度大大提高。

IGBT 是一种大电流密度、电压激励场效应控制器件，是美国 GE 公司于 20 世纪 90 年代中期推出的耐高压、大电流模块化可控的第三代产品。它最高耐压可达 1800V、电流容量达 450A、关断时间低于 0.2μs，在电力、通信领域得到广泛应用。

其主要性能如下：

1）电流密度大，是 MOSFET 的几十倍。

2）输入阻抗高，栅极驱动电流小，驱动电路简单。不需外加限流，防自激振荡，自触发。

3）击穿电压高，安全工作区大，能防止和抑制瞬态干扰时出现的大电流冲击。

4）导通电阻低。在相等的芯片尺寸和相同 $V_{(BR)DS}$ 的条件下，IGBT 的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 只有 MOSFET 的 10%。

5）开关速度快，关断时间短，损耗低。1kV IGBT，它的关断时间只有 1μs，一般关断时间只有 0.2μs，开关频率为 100kHz 时，IGBT 的功率损耗只有 MOSFET 的 30%。

IGBT 是在 MOSFET 的 PN 结层面上再焊接一层 PN 结，结的层数加多，而且传导面积加大，使 P 区向 N 区发射的载流子增多，而且载流子在缓冲区停留的时间缩短，这就是它的电流密度大、击穿电压高、导通电阻低的原因。IGBT 与一般晶体管的伏安特性曲线一样，有饱和区、阻断区（截止区）、有源区（放大区），如图 1-22 所示，同样与晶体管的开关波形相似，如图 1-25b 所示，MOSFET 与 IGBT 的特性比较如表 1-2 所示。

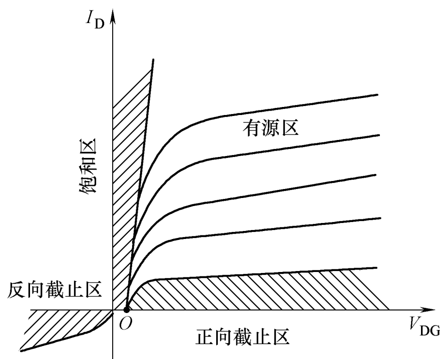


图 1-22　IGBT 伏安特性曲线

表 1-2　MOSFET 与 IGBT 的特性比较

器件 / 区别 / 项目	MOSFET	IGBT
图形符号	D 漏极　G 栅极　S 源极	(D) 集电极 C　G 栅极　E (S) 发射极
驱动方式	电压驱动，设计较简单，驱动功率很小	输入阻抗大，驱动功率很小，集电极-发射极导通电压小于 3V
开关速度	无少数载流子存储效应，温度影响小，开关频率达 150kHz 以上	开关速度快，关断时间短（0.2μs），工作频率高达 500kHz
安全工作区	无二次击穿，安全工作区大	耐压为 1kV，安全工作区大，损耗低

（续）

区别　项目 \ 器件	MOSFET	IGBT
开通电压	高压型 MOSFET 的开通电压较高，有正温度系数	电流为 100～400A，其电流密度是 MOSFET 的几十倍
峰值电流	在开关电源中用作开关时，在启动和稳态工作时，峰值电流较低	在大功率开关电源中，它的峰值电流高达 1kA
产品成本	较高	较高
产品种类	日益增加，更新潜力大	适用于大功率开关电源，新产品越来越多，市场广阔

4. IGBT 驱动电路

IGBT 驱动方式有隔离式和直接式两种。直接式是驱动电路直接与主电源电路连接。图1-23 所示的 VT_2、VT_3 组成推挽式前置放大器，R_8、C_2 组成微分电路，加速 IGBT（VT_4）的关断和导通，提高开关速度，降低驱动损耗。图 1-24a 所示为浮动开关晶体管隔离式驱动电路，图 1-24b 所示是驱动工作波形。它的工作过程是这样的：当变压器 TR 的二次侧出现正脉冲电压 V_g 时，这时栅极驱动电流 I_{g1} 流进驱动 IGBT（VT_2）的栅极，使之导通，电阻 R_1 将流入 IGBT 的电流限制在额定范围内，集电极电流 I_d 迅速地给电容 C_2 充电，充电电压为

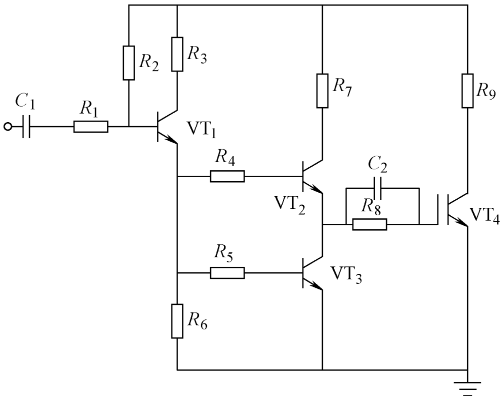


图 1-23　直接驱动 IGBT 电路

$$V_c = V_g - V_{ge} - V_d$$

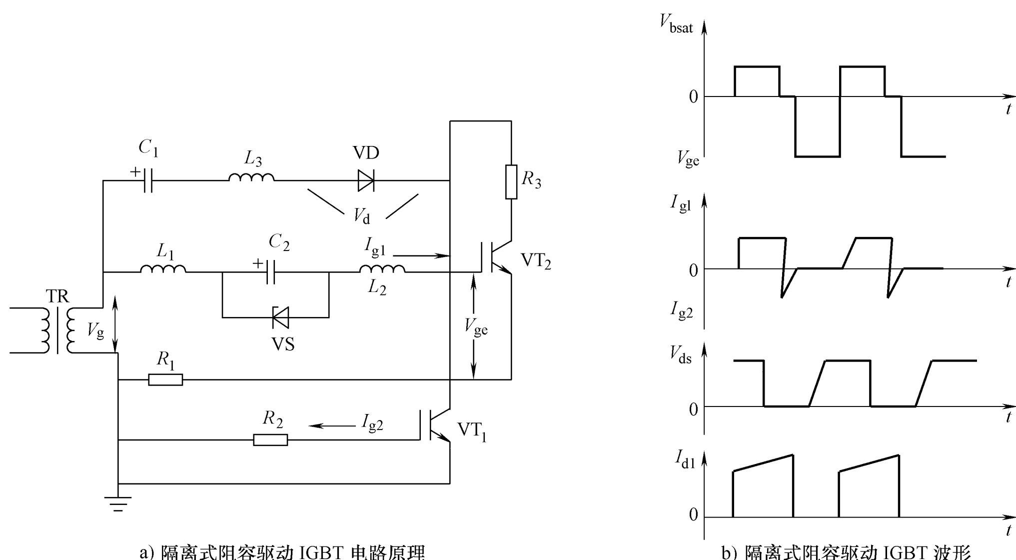
式中，V_g 是变压器二次电压，也称驱动电压；V_{ge}为 IGBT 的栅极-发射极的饱和电压；V_d 是二极管的正向偏置电压，一般为 0.7V。

如果变压器的二次电压为零时，则电容器 C_2 使 VT_2 的栅极经电阻 R_1、L_2 处于正向偏压，使 VT_2 导通，这时把 VT_1 的栅极接到负电位，因而栅极电流 I_{g2}得到提高，如图 1-24a 所示。I_{g2}电流的大小由电容容抗和电路阻抗及 IGBT（VT_1、VT_2）的特性来决定。凡是 IGBT 电路，不管哪种驱动方式，栅极的驱动电流波形极为重要，什么波形为最好呢？好的栅极触发波形，不但是保护好 IGBT，使之延长管子的使用寿命，更重要的降低电路电能损耗，提高电源效率。

IGBT 输入栅极的脉冲信号，希望是矩形波，跟晶体管基极输入波形一样并且要求上升沿竖直，下降沿陡峭，要求储存时间 t_s 越短越好。

5. 晶体管的开关时间与损耗

晶体管的开关作用与晶体管的放大作用是不同的。放大只是对电流或电压的作用，在共发射极电路中，输出波形与输入波形之间有 180°的相位差；而对于晶体管的开关作用，虽然输出与输入波形之间有 180°的相位差，但它的波形不是一个正弦波或三角形，而是一个被时间拖延了的矩形波。为了表述它的波形特征，引入了 4 个时间参数。图 1-25 所示就是 4



a) 隔离式阻容驱动 IGBT 电路原理　b) 隔离式阻容驱动 IGBT 波形

图 1-24　隔离式阻容驱动 IGBT 电路和波形

个时间参数的开关波形。

1）延迟时间 t_d：从输入信号 V_{in} 开始变正起到集电极电流 I_C 上升到最大值 I_{CM} 的 10% 所需要的时间。

2）上升时间 t_r：集电极电流 I_C 从 10% I_{CM} 上升到 90% I_{CM} 所需的时间。

3）存储时间 t_s：从输入信号 V_{in} 开始变负起到集电极电流 I_C 下降到 90% I_{CM} 所需要的时间。

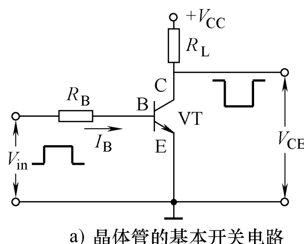
4）下降时间 t_f：集电极电流 I_C 从 90% I_{CM} 下降到 10% I_{CM} 所需要的时间。

根据实际，晶体管有两个时间参数，即开启时间和关断时间。开启时间为 $t_{on}=t_d+t_r$，关断时间为 $t_{off}=t_s+t_f$。在晶体管的 4 个时间参数中，储存时间最长，它最决定开关速度的主要因素。

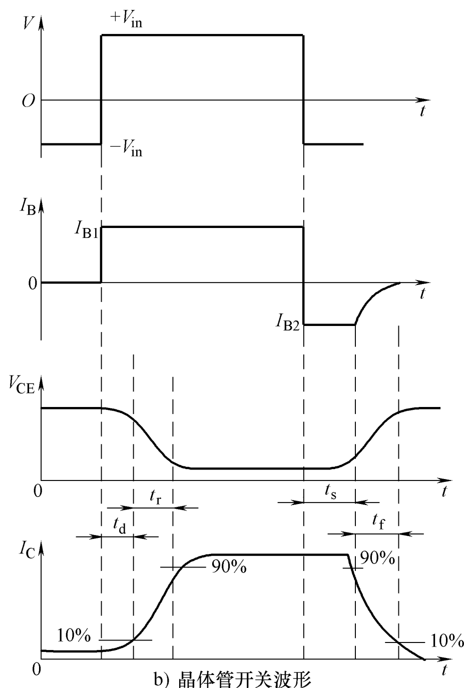
晶体管作为开关应用时，在每一个周期内，晶体管工作在 3 个不同区域，即放大区、饱和区和截止区。因此，晶体管的功率损耗也由 3 部分构成：

1）通态损耗。当晶体管饱和导通时，虽然有较大的集电极电流 I_{CES} 流过管子，但这时晶体管的饱和压降 V_{CES} 很小（硅管为 0.3V，锗管为 0.7V），管子的功率损耗（$I_{CES}V_{CES}$）很小，变化余地不大。

2）断态损耗。当晶体管截止时，虽然 V_{CE} 很



a) 晶体管的基本开关电路



b) 晶体管开关波形

图 1-25　晶体管的基本开关电路及开关波形

大，但管子的漏电流 I_{CEO} 很小（nA 级），此时管子的损耗（$V_{CE}I_{CEO}$）也是非常小的。

3）开关损耗。晶体管由饱和转为截止，或由截止转为饱和时的损耗称为开关损耗。通常，这种损耗也称为渡越损耗。在开启和关闭这两段时间内，晶体管的压降和电流都很大，因此，管耗也较大。对于高频开关电源来说，开关管的渡越损耗占晶体管整个损耗的80%，而且与电路中的参数选择有很大的关系。在开关电源电路中，选用晶体管的依据是型号、集电极-发射极的击穿电压 $V_{(BR)CEO}$、电流增益 h_{FE}、存储时间 t_s、下降时间 t_f、集电极电流 I_C 等参数。不同功率的开关电源所用晶体管如表 1-3 所示。

表 1-3　不同功率的开关电源所用晶体管（包括 MOSFET）

PEC ＼ 型号 ＼ 功率	5～20W	20～40W	40～100W	100～200W	>200W
不带 PFC① 升压变压器	SID1NA 60-1	IRF720	IRF820	IRF830	IRF840
	SID2NA 60-1	IRF820	IRF830	IRF830	IRF850
	SID3NA 60	BUZ74	BUZ74	IRF730	IRF830
	2SC246	2SK787	BUZ515	BUZ215	BUZ60
	2SC1942	BUZ515	BUZ215	BUZ60	BUZ205
	2SK386	STP4NA40	STP4NA40	BUZ41A	BUZ215
	BUZ41A	STPNA40F2	STP7NA40F2	STP8NA50	BUZ45
	IRF710	STP8NA40F2	STP6NA50	STP6NA50	STP8NA40
	MTP3N50	STP5NA50	STP10NA40F2	STP9NA50	STP6NA50
	SI9433D	STP4NA60	STP8NA50	STP10NA40F2	STP9NA50
	S294200Y	SI94200Y	MTP8N50	IRF820	STP10NA40F2
带有 PFC① 升压变压器	IRF820	IRF820	IRF830	MTP8N50	IRF840
	IRFBC20	IRFBC20	MTP8N50	IRF830	SSP6N60A
	BUZ74	BUZ74	SSP4N60A	SSP6N60A	BUZ331
	BUZ77	BUZ77	BUZ41A	BUZ41A	BUZ94
	BUZ92	BUZ92	BUZ215	BUZ215	STP6NA50
			BUZ90	BUZ90	STP8NA50

① PFC 为功率因数校正。

1.3.2　软磁铁氧体磁心的特性与选用

软磁铁氧体材料常用在高频变压器、电感、脉冲变压器以及 PFC 升压电感等中，在开关电源中是一种非常重要的元件。但是，我们不能十分有把握地掌握磁性材料的特性，以及这种特性与温度、频率、气隙等的依赖性和不易测量性。在选择铁氧体时，它不像电子元器件那样可以测量，它的具体的参数、特性曲线在显示测量仪器上也不是一目了然。为什么高频变压器、电感器要自己设计呢？因为所涉及的参数太多，例如电压、电流、温度、频率、电感量、变比、漏感、磁性材料参数、铜损、铁损、交流磁场强度、交流磁感应强度、真空磁导率、矫顽力等十几种参量。设计开发人员对高频变压器的设计制作，是开关电源设计制作的头等重要任务。想要生产厂商为用户设计、生产出现成产品是非常困难的。铁氧体受到的影响因素多，元器件选用以及电路板上元器件的布置和走线的方式等对此都有影响。对于铁氧体磁心的颜色、绕组的屏蔽是否合适，散热处理是否得当……设计工程师不可能完全无误地为用户生产出好产品。

总之，即使生产商有现货供应，而且也介绍了磁性元件的特性、参数及使用条件等，用户也无法挑选磁性材料。因此，最好的办法是委托设计加工。在设计高频变压器时，必须正

确选择磁心材料的特性、形状以及外形尺寸，若选用不当，就会增加损耗、降低效率，严重时输出功率达不到设计要求，甚至不能工作。

1. 磁性元件在开关电源中的作用

磁性元件在电源变换中是必需的器件，广泛用于高频振荡变压器、低通滤波电感、电源输出平波电抗器，还有有源功率因数校正升压电感，所有这些作用功能，对变换器的性能质量起着至关重要的作用。当磁心用于变压器时，它起的作用为：

1）电磁耦合。传递电能，有了磁心，电能传输畅通。

2）实施电气隔离。变压器的一次电压和二次电压是不同电位的电压，有了它，保证变压器在变换电路中的安全，起着高低电压隔离的目的。

3）按使用需要，改变变压器电压比，达到电压升降。

4）由于磁性元件作用，变压器二次大电流整流经过移相，使二次电流输出纹波电压减少。抑制尖峰电压，保护开关管免受冲击电流而损坏，所以常说，磁性变压器有限流作用。

5）开关电源的电子开关，通过充电放电向变压器二次侧不停地传输电能，在这过程中是由于它具有储能，才能释能，储能的大小与磁性元件的饱和磁感应强度以及初始磁导率成正比。另外，由于变压器的一次和二次侧存在电感，很方便地与电路电容构成谐振，谐振波一方面传递电能，改变电流或电压的方向，向负载输出，另一方面也改变电压的等级。所有这些，都是磁性元件在变换过程中所起的作用。但是磁性元件的工况性能是不易完全掌握的，它不像其他电子元器件那样容易测量选择，繁琐的技术数据，分散性、易变性很大的参数，将使制造商挑选者无从下手。因此，只能通过生产实验、科学设计，才能发挥磁性元件最大作用功能。

2. 磁性材料的基本特征

前面已叙述，各种磁心材料结构外形虽然相似，但磁心的性能、特性参数却相差甚远。开关电源变压器磁心都是运行在低磁场、高频率环境条件下的软磁铁氧体材料，这种磁性材料具有矫顽力低、电阻率高和磁导率高的基本特点。这就意味着，流过变压器绕组的励磁电流会产生较高的磁感应强度，因此，在一定输出功率条件下，可以极大地降低磁心的体积。矫顽力低，磁心的磁滞回环面积就小，这样铁损低。同样，电阻率高、涡流小，铁损也低。但磁性材料的电阻率高，适合用在频率高的航空航天领域里。

1）磁场强度 H 与磁感应强度 B。磁场强度是表示磁场强弱与方向的一个物理量，其单位为安/米（A/m）。磁感应强度是表示磁场作用于磁性物质上的作用力的大小，其单位为特（T）。温度越高，磁感应强度越低。

2）饱和磁感应强度 B_s。磁心在磁场的作用下，当磁场强度 H 增加时，磁心出现饱和时的 B 值，称为饱和磁感应强度 B_s。

3）初始磁导率 μ_i。磁性材料在磁化曲线上的始端磁化率的最大值，即

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_o}\lim_{H\to 0}\frac{B}{H}$$

式中，μ_o 表示磁性材料的真空磁导率（$\mu_o = 4\pi\times10^{-7}$ H/m）。

4）有效磁导率 μ_e。磁心在闭合磁路中（不计漏磁），磁心的导磁能力称为有效磁导率。即

$$\mu_e = \frac{Ll}{4\pi N^2 A_e}\times10^7$$

式中，L 为绕组的电感量（mH）；$\frac{l}{A_e}$为磁路长度与磁心面积之比，是常数。

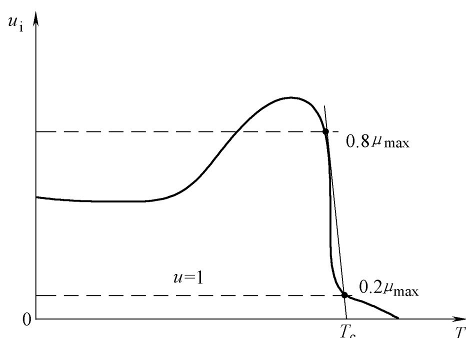


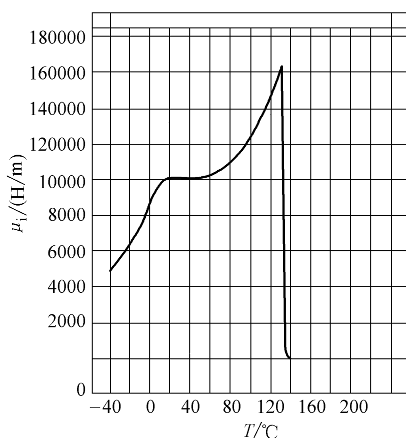
图 1-26　居里温度 T_c的定义图

5）居里温度 T_c。磁心的磁状态由铁磁性转为顺磁性（见图 1-26）时，在 μ-T 曲线上，磁导率最大值的 80% 与最大值的 20% 的连线跟磁导率等于 1 的直线的交点相对应的温度称为居里温度。温度越高，初始磁导率也越高，当超过 130℃时，初始磁导率为零，如图 1-27a 所示。

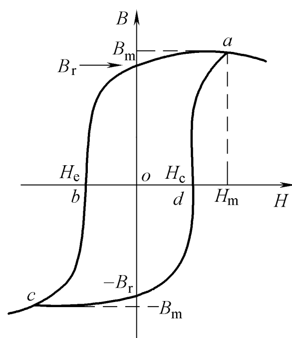
磁心在高频作用下，会产生剩磁，剩磁是产生热磁心的最大原因，热磁是磁心铁损发源地。该磁心这时的工作磁感应强度应为

$$B_w = \frac{V_s}{4.44fN}\frac{1}{A_e} \times 10^5$$

式中，f 为磁心的工作频率（kHz）；A_e 为磁心有效截面积（mm^2）；V_s 为绕组两端电压（V）；N 为绕组匝数。



a）初始磁导率 μ_i与温度的关系



b）磁铁的磁滞回线

图 1-27　磁性材料的特性

6）矫顽力 H_c。磁心从饱和状态除去磁场后继续反向磁化，直到磁感应强度减小到零，此时的磁场强度称为矫顽力（保磁力）。

7）磁通 Φ。磁感应强度与垂直于磁场方向的面积的乘积叫磁通，$\Phi = BS$。

8）磁感应强度 B_s。单位面积上所通过磁通的大小叫做磁感应强度（也称为磁通密度），单位为特（T）。

饱和磁性材料具有良好的开关特性，如用在高频振荡电路里，可以产生优良的振荡波形，这种磁性材料具有近似矩形的磁滞回线（见图 1-27b）。这种磁滞回线有明显的饱和点和饱和段，而且它的上下有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线在执行脉冲电信号传递时，可使绕组中的电流脉冲波形的前沿陡峭，后沿拖尾短小，能完整地传递各种波形电信号。如果磁心的 S 矩形曲线在 B 方向向下被压扁或是向上被拉伸，这种形变曲线的磁心用在开关电源高频变压器上或是用在电子镇流器的脉冲变压器上，将会严重影响变压器的振荡波形，

产生信号失真、频率失调、导致开关晶体振荡管温度上升，变压器的铁损和铜损加剧，这对于开关电源的质量极为不利。

矩形磁滞回线是饱和磁性材料一种特殊的曲线。磁滞回线的形状非常重要，在选用磁心时，将被看作是一项重要选用磁心的依据，只有用高频铁氧体磁心特性曲线测试仪方可测出。

3. 磁心的结构及选用原则

磁心的结构种类繁多、形状各异。铁氧体磁心是开关电源用得比较多的一种材料。图 1-28 是铁氧体磁心的结构形状。下面对一些主要磁心结构加以说明。

1）POT 是罐形磁心，铜线绕在变压器磁心内，外面由磁铁包围。它的最大优点是导磁感应好，传递电能佳，可大量降低电磁干扰（EMI）；缺点是散热效果极差，温升很高。这种磁心只能用在小功率开关电源上。

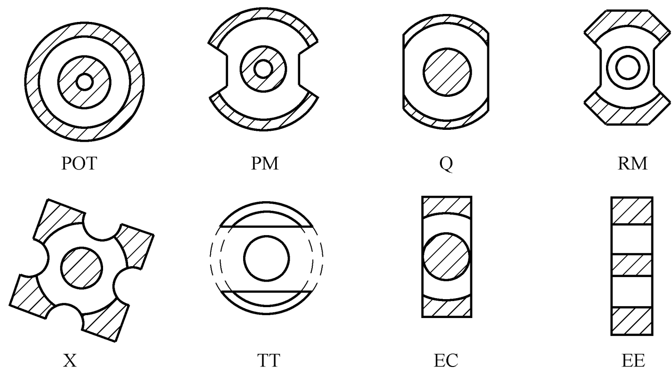


图 1-28　铁氧体磁心的结构形状

2）PM 磁心，也叫 R 形磁心，它结构紧凑、体积小，但电能耦合不是很好，散热性能也不很好，适合用在小功率电源充电器上。

3）RM 磁心和 X 磁心，磁耦合能力和散热性能都比较好，适合用在 150W 以上的大中功率开关电源上。其缺点是所占空间大，放置比较困难。

4）EC 磁心是开关电源常用的一种磁心，磁心的截面积大，散热效果好，常用在 150 ~ 200W 的开关电源上。其缺点是窗口面积比较小，对变压器的匝数要有限制。

5）EE 磁心是一种最常用普通的磁心，对于中小功率变压器来说很适合，磁心截面积的大小在很大程度上决定开关电源的功率。磁心的截面积与输出功率成正比例，磁心截面积越大，输出功率也越大。表 1-4 是输出功率与 EE 磁心尺寸对照表，仅供选用时参考。

变压器磁心大小取决于输出功率、变压器温升以及工作频率、磁心材料等参量，现将计算公式推出如下：

$$P_E = Kfn_P B\sqrt{A_e} I_o \times 10^{-6}$$

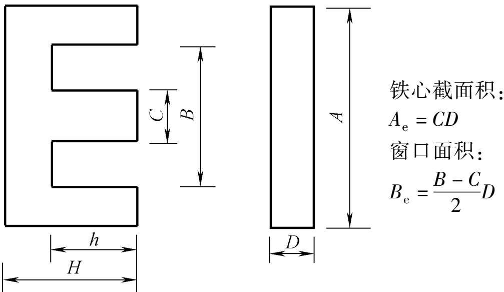
式中，K 为振荡波系数，一般为 0.12 ~ 0.16；f 为工作频率（kHz）；n_P 为变压器一次绕组匝数（匝）；I_o 为输出电流（A）；A_e 为磁心窗口截面积（mm^2）；B 为磁心的磁感应强度（T），$B = 2000 \sim 3500T$。

式中的 B 是由软磁铁生产厂商给出的，其余由设计工程师根据实际和工作经验给出的。高的电感量可以得到大的输出功率、较小的变压器体积。低铁损、铜损，大大降低温升。对于反激式开关电源的变压器，要考虑变压器绕组储存电能能力。其储存电能能力的大小决定于铁氧体磁心材料的磁感应强度 B_m 或变压器一次电感量 L_P，另一个因数是磁场强度或工作电流。储存电能的计算公式是 $W_D = L_P I^2/2$，设计变压器时，根据经验，它的绕组匝数按 $N/V = 55$ 进行计算。

选用磁性材料时，要选用饱和的磁性材料。这种材料具有良好的开关特性，可以产生优

表 1-4　输出功率与 EE 磁心尺寸的关系

磁心型号 \ 尺寸	A/H (max) /mm	B/h (max) /mm	C (max) /mm	D (max) /mm	有效截面积 A_e /mm^2	输出功率 P_o/W				窗口面积 B_e/mm^2
						50kHz	100kHz	150kHz	200kHz	
EE12	12/6	8/4	3	3	9	6	10	13	15	12
EE16	16/8	12/6	4	4.5	18	8	12	16	18	9
EE19	19/7	14/6	4	5	20	15	20	30	40	12.5
EE22	22/11	19/8	6	6	36	20	30	50	80	19.5
EE25	25/17	19/13	7	6	42	40	55	90	130	18
EE28	28/17	20/8	7.5	10.2	78	60	90	140	200	31.9
EE30	38/21	21/17	10.24	10.5	107.5	95	130	210	260	52.9
EE35	35/20	28/18	10	10	100	120	170	300	440	42.5
EE40	40/27	35/21	12	11.5	138	190	290	420	550	66.15
EE45	45/30	38/23	13	12	156	220	350	510	650	75
EE50	50/33	43/24.5	15	15	225	180	200	240	300	105
EE60	60/38	45/28	16	16	256	240	260	300	400	116



良的振荡波形，还要求磁心具有近似矩形的磁滞回线，如图 1-27b 所示。磁性材料的磁滞回线有明显的饱和点和饱和段，而且有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线可使绕组中的电流波形前后沿陡峭，能很好地传递各种波形电信号。如果磁心的 S 矩形曲线在 B 方向上向下被压扁，将会严重影响变压器的振荡波形，导致开关晶体管温升加剧。

磁性材料的使用一定要在一定的居里温度以内，这是首先要考虑的问题，其次是注意磁心的结构、脆度、硬度、稳定性、磁导率及磁感应强度。在设计时，对工作频率和噪声干扰应十分注意。在强磁场强度的作用下，磁性材料会收缩或膨胀，很可能会出现磁共振，所以磁心变压器装在印制电路板上时，要注意切实粘结牢固，防止出现机械噪声和电磁噪声。归纳起来：

1）选用较低的矫顽力（保磁性）。这是因为矫顽力低，磁滞回环面积小，铁损低。

2）选用较高的电阻率。在一定的工作频率下，磁性材料的涡流损耗与电阻率成反比。为降低磁性元件的损耗，选用磁性材料电阻率在 100～800Ω·cm 之间。

3）居里温度应足够高。如果磁心材料的居里温度偏低，必然使磁心的温升接近居里温度，这样促使初始磁导率 μ_i 太低，饱和磁感应强度 B_s 和电感值急剧下降，使电源的功率开关管温度急剧上升，破坏振荡频率，以致电源无法正常工作。为确保开关电源内部温度远低于磁心的居里温度，宜选用居里温度 $T_e > 180℃$ 的磁心元件。

4）适中的初始磁导率 μ_i。初始磁导率的选取，必须满足居里温度的要求。一般来说，磁导率在 4000H/m 以上的材料和磁导率低于 3000H/m 的材料的居里温度一般可达 180℃ 以上。因此，选用 μ_i 为 2000～3000H/m 的磁心用作电源变压器和滤波用的电感元件是比较合适的。当然，磁性材料的初始磁导率适当高一些，可以减少变压器绕组的匝数，从而有利于

减小分布电容和漏感，达到改善驱动波形。

5）合适的温度系数。有些磁性材料温度在 80℃时，呈现负值，即温度升高，铁损反而降低，这种材料对大功率开关电源是非常好的。一般开关推动管的电流增益 h_{FE} 随温度升高而增大，若选用具有负温度系数的磁性材料，则抵消了晶体管的 h_{FE} 的正温度系数，使开关管工作点保持稳定。

6）恰当的磁感应强度。磁感应强度选高了，将使变压器很快进入饱和，导致变压器温度快速升高而发生烧毁；磁感应强度选低了，使变压器缺少足够的驱动功能，输出功率达不到设计要求。合适的磁感应强度一般在 $B_s = 0.046 \sim 0.055$T。

1.3.3　光耦合器的特性与选用

光耦合器（Optical Coupler，OC）也叫光隔离器（Optical Isolation，OI），简称为光耦。它是一种以红外光进行信号传递的器件，由两部分组成：一是发光体，实际上是一只发光二极管，受输入电流的控制，发出不同强度的红外光；另一部分是受光器，受光器接收光照以后，产生光电流，并从输出端输出。它的光-电反应也是随着光的强弱改变而变化的。这就实现了“电—光—电”功能转换，也就是隔离信号传递。光耦合器的主要优点是单向信号传输，输入端和输出端完全实现了隔离，不受其他任何电气干扰和电磁干扰，具有很强的抗干扰能力。因为它是一种发光体，而且用低电平的电源供电，所以它的使用寿命长，传输效率高，而且体积小，可广泛用于级间耦合、信号传输、电气隔离、电路开关以及电平转换等。在仪器仪表、通信设备及各种电路接口中都应用到了光耦合器。在开关电源电路中，利用光耦合器构成反馈回路，通过光耦合器来调整、控制输出电压，达到稳定输出电压的目的；通过光耦合器进行脉冲转换。

1. 光耦合器的分类

光耦合器有多种，根据不同的用途，可选用不同类型的光耦合器。光耦合器有双排直插式、管式、光导纤维式等多种封装，其型号有无基极引线通用型、有基极引线通用型、达林顿型、光电集成电路型、光控晶闸管型等，如图 1-29 所示。

2. 光耦合器的主要参数

光耦合器的主要参数有电流传输比 CTR（>100%）、绝缘电压 V_{DC}（>1550V）、最大正向电流 I_{FM}（>60mA）、反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}$（>30V）、饱和压降 V_{CES}（<0.3V）、暗电流 I_R（=50μA）。在这些参数里，前两个参数比较重要，设计电路时也要考虑 I_{FM} 和 V_{CES}。

3. 光耦合器的检测

根据光耦合器的结构和内部电路，

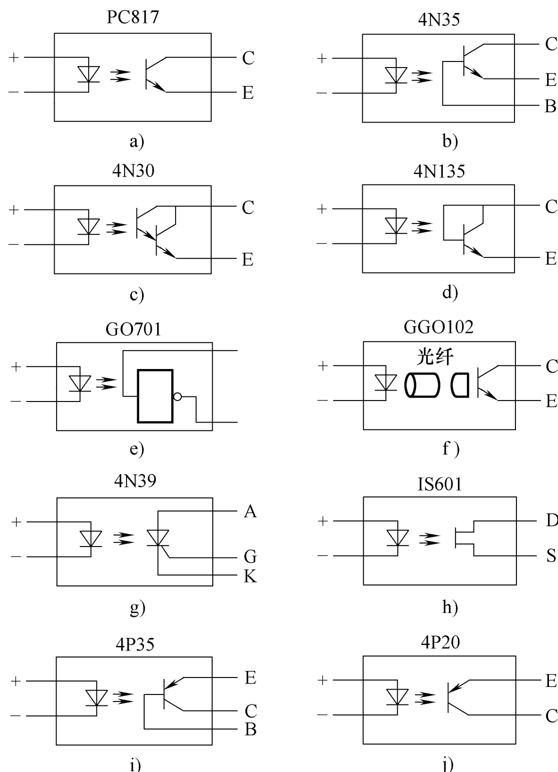
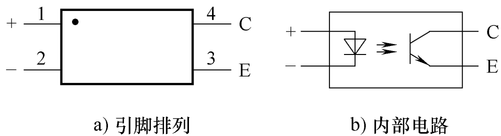


图 1-29　光耦合器的类型及内部结构

可用万用表的 $R\times1\text{k}$ 挡测量发光二极管的正、反向电阻，其中正向电阻为 2kΩ 左右，反向电阻为无穷大；接收晶体管 CE 极的电阻为无穷大。绝缘电阻可用 2500V 的 ZC11-5 型绝缘电阻表进行测量，若测得的绝缘电阻大于 $10^{10}\Omega$，证明质量很好。



a) 引脚排列　b) 内部电路

图 1-30　NEC-2501 光耦合器

NEC-2501 的引脚排列如图 1-30 所示。靠近黑圆点的为第一脚，它是发光二极管的正极，然后按反时针数各个脚位。电流传输比 *CTR* 是光耦合器的重要参数，在接收管的输出保持不变时，它的输出电流 I_o 与输入电流 I_i 之比就是传输比，$CTR = I_o/I_i\times100\%$。如 PC817 的传输比为 80% ~160%，4N30 为100% ~5000%。可见，4N30 只需要较小的输入电流，就可以变换输出为较大的电流，具有放大作用，因此选择合适的电压或电流传输信号而且呈线性关系是很重要的。

4. 选取原则

制作开关电源时，应正确选用光耦合器的型号及参数，选取的原则是：

1）电流传输比 *CTR* 的允许选取范围是 80% ~250%。当 *CTR* 为 80% 时，光耦合器中的发光二极管需要较大的工作电流（>5.0mA）才能控制电路的占空比。这样做的结果是增加了光耦合器的功耗。当 *CTR*>250% 时，若启动电流或输出负载发生突变，有可能发生误触发，即误关断，影响正常工作。

2）要采用线性良好的光耦合器。因为光耦合器具有良好的线性时，电源控制调整十分有序，输出稳定可靠。常用线性光耦合器的型号及主要参数见表 1-5。

表 1-5　线性光耦合器的型号及主要参数

产品型号	电流传输比 *CTR*(%)	反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}$/V	生产厂商	封装形式
PC816A	80 ~160	70	Sharp	DIP-4
PC817A	80 ~160	35	Sharp	DIP-4
SFH610A-2	63 ~125	70	Simens	DIP-4
SFH610A-3	100 ~200	70	Simens	DIP-4
NEC2501-H	80 ~160	40	NEC	DIP-4
CNY17-2	63 ~125	70	Motorola	DIP-6
CNY17-3	100 ~200	70	Simens、Toshiba	DIP-6
SFH600-1	63 ~125	70	Siemens、Lscoom	DIP-6
SFH600-2	100 ~200	70	Siemens、Lscoom	DIP-6
CNY75GA	63 ~125	90	Tcmic	DIP-6
CNY75GB	100 ~200	90	Tcmic	DIP-6
MOC8101	50 ~80	30	Motorola	DIP-6
MOC8102	73 ~117	30	Motorola、Lscoom	DIP-6
PC702V2	63 ~125	70	Sharp	DIP-6
PC702V3	100 ~200	70	Sharp	DIP-6
PC714V1	80 ~160	35	Sharp	DIP-6
PC110L1	50 ~125	35	Sharp	DIP-6
PC110L2	80 ~200	70	Sharp	DIP-6
PC112L2	80 ~200	60	Sharp	DIP-6
CN17G-2	63 ~125	35	Temic	DIP-6
CN17G-3	100 ~200	32	Temic	DIP-6

1.3.4　二极管的特性与选用

二极管在电子电路中用得较多，功能各异。从结构上来分，有点接触型和面接触型二极管。面接触型二极管的工作电流比较大，发热比较厉害，它的最高工作温度不允许超过100℃。按照功能来分，有快速恢复及超快速恢复二极管、整流二极管、稳压二极管及开关二极管等。下面谈谈各种二极管的特点及检测方法。

1. 开关二极管

开关二极管用在高速运行的电子电路中，起信号传输作用，在模拟电路中起钳位抑制作用。高速开关硅二极管是高频开关电源中的一个主要器件，这种二极管具有良好的高频开关特性。它的反向恢复时间 t_{rr} 只有几纳秒，而且体积小，价格低。在开关电源的过电压保护、反馈控制系统中常用到硅二极管，如 1N4148、1N4448。

硅二极管的主要技术指标是：

1）最高反向工作电压 V_{RM} 和反向击穿电压 V_{BR}：这两个参数越大越好。

2）最大管压降 V_{FM}：小于 0.8V。

3）最大工作电流 I_d：大于 150mA。

4）反向恢复时间 t_{rr}：小于 10ns。

2. 稳压二极管

稳压二极管又叫齐纳二极管（Zener Diode），具有单向导电性。它工作在电压反向击穿状态。当反向电压达到并超过稳定电压时，反向电流突然增大，而二极管两端的电压恒定，这就叫做稳压。它在电子电路中用作过电压保护、电平转换，也可用来提供基准电压。

稳压二极管分为低压和高压两种。稳压值低于 40V 的叫做低压稳压二极管；高于 200V 的叫做高压稳压二极管。现在市面上从 2.4V 到 200V 各种型号规格齐全。稳压二极管的直径一般只有 2mm，长度为 4mm。它的稳压性能好，体积小，价格便宜。稳压二极管从材料上分为 N 型和 P 型两种。选用稳压二极管的原则是：第一，注意稳定电压的标称值；第二，注意电压温度系数。

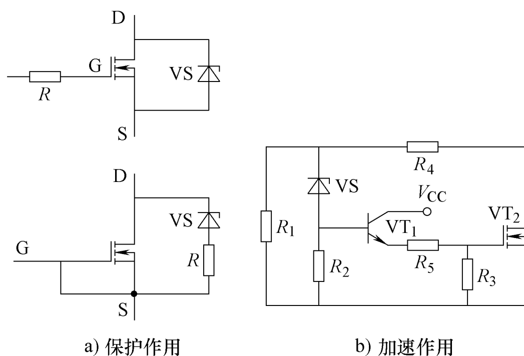


图 1-31　稳压二极管的作用

稳压二极管具有如下作用：第一，对漏极和源极进行钳位保护，如图 1-31a 所示；第二，起到加速开关管导通的作用，如图 1-31b 所示；第三，在开关电源中常用高压稳压二极管代替瞬态电压抑制器（TVS）对一次回路中产生的尖锋电压进行钳位；第四，在晶体管反馈回路中，常常在晶体管的发射极串联一只稳压二极管作为电压负反馈，提高放大电路的稳定性。

稳压二极管的主要参数如下：

1）稳定电压 V_Z。设计人员根据需要选用。

2）稳定电流 I_E。

3）温度系数 α_t。温度越高，稳压误差越大。

表 1-6 列出了常用稳压二极管的型号及主要参数。

表 1-6　稳压二极管的型号及主要参数

产品型号	稳定电压 V_Z /V	稳定电流 I_Z /mA	最大稳定电流 I_{ZM} /mA	动态电阻 R_{ZM} /Ω	温度系数 α_t /(%/℃)
1N5988B	3.3	10	128	100	-0.09
1N5990B	3.9	10	109	80	-0.08
1N5992B	4.7	10	90	60	-0.07
1N5993B	5.1	5	83	50	0.05
1N5995B	6.2	5	68	15	0.06
1N5999B	9.1	5	47	20	0.081
1N6001B	11	5	39	30	0.088
1N6002B	12	5	35	30	0.09
1N6008B	22	5	19	60	0.105
1N6011B	30	5	14	80	0.108
1N6024B	100	1	4.3	400	0.155
1N5949B	100	3.7	14	250	
1N6026B	120	1	3.5	800	0.155
1N5951B	120	3.1	11	380	
1N5953B	150	2.5	9	600	
1N6031B	200	1	2.1	2k	0.155
1N5954B	200	1.9	7	1.2k	

3. 快速恢复及超快速恢复二极管

快速恢复二极管（Fast Recovery Diode，FRD）和超快速恢复二极管（Superfast Recovery Diode，SRD）是很多电子设备中常用的器件，在开关电源中也经常用到。这两种二极管具有开关特性好、耐压高、正向电流大、体积小等优点，常用在电子镇流器、不间断电源、变频电源、高频微波炉等设备的整流、续流、限流等电路中。

它的性能指标特点是：

1）反向恢复时间 t_{rr}：通过二极管的电流由零点正向转反向后，再由反向转换到规定值的时间。在图 1-32 中，I_F 是正向电流，I_{RM} 为最大反向恢复电流，I_{rr} 为反向恢复电流。规定 $I_{rr}=0.1I_{RM}$，当 $t \leqslant t_o$ 时，正向电流 $I=I_F$。当 $t>t_o$ 时，由于整流二极管的正向电压突变为反向电压，正向电流迅速减小。在 $t=t_1$ 时，$I=0$，整流二极管上的反向电流 I_R 逐渐增大，在 $t=t_2$ 时达到最大反向恢复电流 I_{RM}。以后在正向电压的作用下，反向电流逐渐减小，在 $t=t_3$ 时达到规定值 I_{rr}。从 t_1 到 t_3 的时间为反恢复时间。

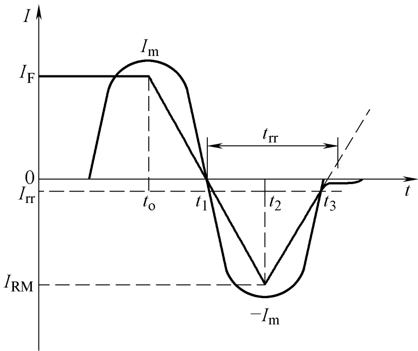


图 1-32　超快速恢复二极管反向恢复电流的波形

2）平均整流电流 I_d：这是选用二极管的又一个主要指标。一般来说，选用管子的整流电流是设计输出电流的 3 倍以上。

3）恢复和快速恢复二极管有 3 种结构，即单

管、共阴极对管和共阳极对管。所谓共阴极、共阳极是指两只二极管接法不同。

检测方法及选用原则是：

1）检测方法：利用万用表的电阻挡或数字万用表的二极管检测挡，能够检查二极管的单向导电性，并测出正向导通压降；用绝缘电阻表能测出反向击穿电压。一般正向电阻为6Ω，反向电阻为无穷大，可从读出的负载电压计算出正向导通压降。

2）选用原则：超快速恢复二极管在开关电源中可作为阻塞二极管和二次侧输出电压的整流二极管。超快速恢复二极管的反向恢复时间在 20～50ns 之间；整流电流 I_d 为最大输出电流 I_{OM} 的 3 倍以上，即 $I_d > 3I_{OM}$；最高反向工作电压 V_{RM} 为最大反向峰值电压 $V_{(BR)S}$ 的 2 倍以上，即 $V_{RM} > 2V_{(BR)S}$。常用超快速恢复二极管的型号及主要参数见表 1-7。

表 1-7　常用超快速恢复二极管的型号及主要参数

用途及生产厂商	产品型号	V_{RM}/V	I_d/A	t_{rr}/ns
阻塞二极管 GI	UF4004	400	1	50
	UF4005	600	1	30
	UF4006	800	1	75
	UF4007	1000	1	75
	UF5406	600	3	50
	UF5408	1000	3	50
阻塞二极管 Philips	BYV26A	200	2.3	30
	BYV26B	400	2.3	30
	BYV26C	600	2.3	30
	BYV26D	800	2.3	75
	BYV26E	1000	2.3	75
阻塞二极管 Motorola	BUR130	300	1	
	BUR140	400	1	
	BUR150	500	1	
	BUR160	600	1	
	BUR170	700	1	
	BUR180	800	1	
	BUR820	200	8	60
	BUR8100	1000	8	35
输出整流 GI	UF4001	50	1	25
	UF4002	100	1	25
	UF4003	200	1	25
	UF5401	100	3	50
	UF5402	200	3	50
输出整流 Motorola	MUR110	100	1	
	MUR120	200	1	
	MUR410	100	4	
	MUR420	200	4	
	MUR440	400	4	
	MUR610	100	6	
	MUR810	100	8	

（续）

用途及生产厂商	产品型号	V_{RM}/V	I_d/A	t_{rr}/ns
输出整流 Motorola	MUR820	200	8	
	MUR1610	100	16	35
	MUR1620	200	16	35
输出整流 Philips	BYV27-100	100	2	25
	BYV27-150	150	2	25
	BYV27-200	200	2	25
	BYV32-200	200	20	35
输出整流 GI	UGB8BT	100	8	20
	UGB8CT	150	20	20
	UGB8DT	200	5	20
反馈电路整流 Motorola	MUR120	200	1	
	BAV21	200	0.25	

4. 肖特基二极管

肖特基二极管（Schottky Barrier Diode，SBD）是一种N型半导体器件，工作在低电压、大电流状态下，反向恢复时间极短，只有几纳秒，正向导通压降为0.4V，而整流电流达数百安。它是最近在开关电源中应用得最多的一种器件。区分肖特基二极管和超快速恢复二极管的方法是两者的正向压降不同，肖特基二极管的正向压降是0.4V，超快速恢复二极管的正向压降是0.6V。值得注意的是：肖特基二极管的最高反向工作电压一般不超过100V，它适合用在低电压、大电流的开关电源中。表1-8给出了肖特基二极管的型号及主要参数。

表1-8　肖特基二极管的型号及主要参数

产品型号	反向峰值电压 V_{RM}/V	平均整流电流 I_d/A	反向恢复时间 t_{rr}/ns	生产厂商
UF5819	40	1	<10	GI
UF5822	40	3	<10	
MBR360	60	3	<10	Motorola
MBR650	50	6	<10	
MBR745	45	7.5	<10	
MBR1045	45	10	<10	
MBR1050	50	10	<10	
MBR1060	60	10	<10	
MBR1645	45	16	<10	
MBR3045	45	30	<10	
MBR3050	50	30	<10	
MBR20100	100	20	<10	
MBR30100	100	30	<10	
50SQ100	100	5	<10	

5. 瞬态电压抑制器

瞬态电压抑制器（Transient Voltage Suppressor，TVS）是一种电压保护器件。由于它在电路中的响应速度快、体积小、价格低，在开关电源和其他一些家用电器中得到了应用。瞬态电压抑制器是一种用硅材料制成的器件，它跟硅整流二极管一样都具有PN结；封装形式

有 DO-41、A27K、A37K；在 75℃温度下额定脉冲功率为 2W、5W、15W；在 25℃温度下承受的浪涌电流达到 50A、80A、200A；最大功率可达 60kW，承受瞬态高能电压（如浪涌电压、雷电干扰尖峰电压）时，能迅速反向击穿，由高阻态变为低阻态，把干扰脉冲钳位到规定值，使设备不受外界条件影响，保护设备安全。

TVS 有单向瞬态电压抑制和双向瞬态电压抑制两种。它的主要技术指标有：反向击穿电压 V_B（这是选择时首先考虑的参数）、脉冲电流 I_P（如果选小了，TVS 将会击穿）、钳位时间（越短，安全性越好，一般仅 1ns）。如果反向电压达不到，可以用两只或三只 TVS 串联起来使用。表 1-9 给出了 TVS 的型号及主要参数。

表 1-9　TVS 的型号及主要参数

型　　号	V_B/V	P_P/W	I_T/mA	V_R/V	I_R/mA	I_P/A	α_t/(%/℃)
TVP526	100	400	1	81	5	3.5	0.10
TVP434	200	400	1	162	5	1.7	0.10
TVP1034	200	500	1	162	5	3.5	0.10
5KP100	122	500	5	100	10	26	0.14
P6KE90	90	400	6	150	10	30	
P6KE150	150	500	6	200	10	30	
P6KE200	200	600	6	250	10	30	
P6KE120	120	600	6	250	5	30	
1.5KE120A	120	600	1.5	250	5	4	
1.5KE200A	200	600	1.5	150	5	4	

注：V_B 为反向击穿电压；P_P 为峰值功率；I_T 为测试电流；V_R 为反向漏电电压；I_R 为反向漏电电流；I_P 为脉冲电流；α_t 为温度系数。

1.3.5　自动恢复开关的特性与选用

自动恢复开关（Resettable Switching，RS）又叫自动恢复熔丝，它是一种过电流保护器件。当电路发生短路或用电电流超过极限值时，它起保护作用。它具有开关特性好、使用安全、不需维护、可自动恢复、可反复使用等特点。自动恢复开关的类型及安装方式如表 1-10 所示。

表 1-10　自动恢复开关的类型及安装方式

类　　型	工作电流/A	工作电压/V	安 装 形 式	用　　途
RGE	3.0～24	<16	插件	一般电器
RXE	0.1～3.75	<60	插件	开关电源
RUE	0.9～9	<30	插件	开关电源
SMD	0.3～2.6	15/30/60	表面安装	计算机/一般电器
miniSMD	0.14～1.9	6/13.2/15/30/60	表面安装	计算机/开关电源
SRP	1.0～4.2	<24	片状	电池组
TR	0.08～0.18	<250/600	插件	通信器材

1. 工作原理

自动恢复开关是由高分子晶状聚合物和导电链构成的，它将聚合物紧密束缚在导电链上，在常态下它的电阻值非常低，只有 0.2Ω，工作电流通过开关时功耗也很小，它所产生

的热量很少，不改变聚合物内部的晶状结构。当电路电流超过最大设计值或发生短路故障时，电流增加，导电链产生的热量使聚合物从晶体状态变为非晶体状态，原来被束缚的导电链自动分离断裂，它的内阻迅速增加至数千欧，使电路进入开路状态，立即将电路电流切断，对电路起到保护作用。当故障排除以后，它又能很快恢复到低电阻状态。这种可持续性的转换器件能反复使用而不损坏。自动恢复开关可在家用电器、计算机、通信设备以及开关电源上用作过电流保护。通常，将自动恢复开关串接在低压直流输出端，此时交流输入端的熔断器可省去。这里应特别注意：自动恢复开关只能进行低压过电流保护，而不能接在220V或110V交流电压上，否则将使开关烧坏。荧光灯断路或漏气时，镇流器的工作电流是正常工作电流的3倍以上，这时只要在镇流器的输出端与灯之间的电路中串接一只自动恢复开关，就能非常有效地进行过电流保护，提高电子镇流器的可靠性。

2. 检测方法和选用原则

（1）电阻检查

用数字万用表的电阻挡直接测量它的直流电阻，电阻值越小，自动恢复开关的容量越大。它的阻值范围见表1-11。

表1-11　自动恢复开关的阻值

类　型	RGE	RXE	RUE	SMD	miniSMD
R/Ω	0.002～0.075	0.03～4.50	0.005～0.120	0.025～4.800	0.024～5.00

（2）过电流后自动恢复能力的检查

在直流稳压电源输出端，将自动恢复开关与电流表串联，要求稳压电源的输出电流必须大于自动恢复开关的电流容量 I_H。稳压电源的输出电压从零开始逐渐升高，这时注意电流表的电流读数也在不断增加。当稳压电源的输出电流接近或超过自动恢复开关的电流容量时，电流表上的电流读数突然减小，此时自动恢复开关已进入高阻抗状态。关断电源后，稳压电源的输出电压又从零点几伏开始上升。观察电流表，如果一段时间后电流表上的电流读数升到一定值，这段时间就是自动恢复开关的自动恢复时间。自动恢复开关的选用原则是：

1）根据设计电路的平均工作电流、工作电压，依照表1-10选择器件的类型和安装方式。

2）将工作电流换算成器件的动作电流，见表1-12。

表1-12　不同环境温度下的电流换算率

类　型	-20℃	0℃	20℃	30℃	40℃	50℃	60℃	70℃	80℃
RGE	132%	120%	105%	96%	88%	80%	71%	61%	47%
RXE	136%	119%	100%	90%	81%	72%	63%	54%	40%
RUE	130%	115%	100%	91%	83%	77%	68%	61%	52%
SMD	134%	117%	100%	92%	83%	75%	66%	58%	45%
miniSMD	135%	118%	100%	93%	87%	80%	73%	65%	57%
SRP	135%	118%	100%	92%	85%	77%	69%	60%	50%

3）根据最高工作电压 V_{max}、最大电流 I_{max}、最大功耗 P_{Dmax}、最小电阻 R_{min}、最大电阻 R_{max} 选择合适的自动恢复开关。miniSMD产品的规格见表1-13。

表 1-13　miniSMD 产品的规格

类　型	规　格	I_H/A	V_{max}/V	I_{max}/A	P_{Dmax}/W	R_{min}/Ω	R_{max}/Ω
miniSMD	CO14	0.14	60.00	10	0.8	1.5	5
miniSMD	020	0.20	30.00	10	0.8	0.8	5
miniSMD	CO35	0.35	6	40	0.6	0.32	1.30
miniSMD	CO50	0.50	15	40	0.8	0.15	1.00
miniSMD	075	0.75	13	40	0.8	0.11	0.45
miniSMD	E190	1.90	16	100	1.5	0.024	0.08

如：某电子设备的工作电流为 0.1A，电压为 3.3V，环境温度 T_A =40℃，选用 miniSMD 自动恢复开关。查表 1-12 可知，40℃时的换算率为 87%，所以 I_H = 0.1/87% A ≈ 0.115A，可选 miniSMD020。由图 1-33 可知，miniSMD020 的短路电流达 2A，其动作时间为 0.2s。

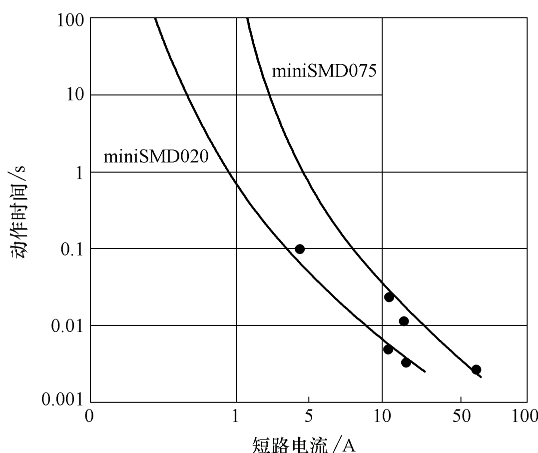


图 1-33　短路电流

1.3.6　热敏电阻的特性与选用

热敏电阻是由锰钴镍的氧化物烧结而成的半导体陶瓷制成的，具有负温度系数，随着温度的升高，其电阻值降低。热敏电阻的主要参数有：

1）R_{T0}：零功率电阻值，表示室温为 25℃时的电阻值。

2）α_T：零功率电阻温度系数，表示零功率下温度每变化 1℃所引起电阻值的相对变化率（%/℃）。

3）δ：耗散系数，指热敏电阻的温度每变化 1℃所消耗功率的相对变化量（mW/℃）。

热敏电阻在开关电源中起过热保护和软启动的作用。过热保护时将热敏电阻并接在输入电路中。刚启动时，温度低，电阻值高，相当于开路。如果电路输入电压超高，热敏电阻就会发热，其电阻值降低，对输入电流分流。当发热超过极限值时，整流后的输出电压降低，开关电源高频振荡停振，或是由于热敏电阻阻值降低后，将电路熔丝烧断，电路与供电电源断开，起到热保护作用，如图 1-34 所示。所谓软启动是指电源刚通电时，因滤波电容 C 的电压不能突变，容抗趋于零，瞬时对电容充电的电流很大，容易损坏电解电容。为了解决这一问题，一般是在电路中串接几欧姆的电阻，在启动瞬间对电流加以限制。但是，由于电阻功耗上升，电源效率下降。如果将电阻换为热敏电阻，就可解决这一问题。电路刚通电时，热敏电阻的温度低，阻值很大，瞬时能对充电电流加以限制。随着电流通过发出热量，热敏电阻的阻值迅速减小，启动成功，功耗降低。这就是热敏电阻限流软启动的作用。热敏电阻的型号及主要参数见表 1-14。

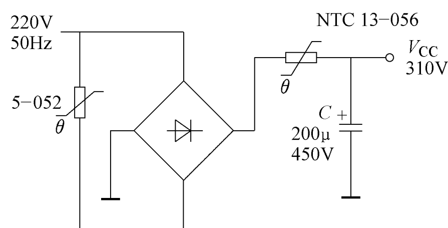


图 1-34　NTC 软启动电路

表1-14　热敏电阻的型号及主要参数

型　　号	常温电阻值/Ω	最大工作电流/A	适用开关电源功率/W	生产厂商
7NSP16 7NSP22 7NSP33	16 22 33	0.7 0.6 0.5	≤12	威海环翠电子材料厂
9NSP10 9NSP16 9NSP22 9NSP33	10 16 22 33	2.6 1 1 0.8	20~35 ≤20 ≤20 ≤20	
11NSP10 11NSP16 11NSP22 11NSP33	10 16 22 33	3.0 2.5 2.0 1.5	40~80 40~80 20~40 20~40	
NTC16D-7 NTC22D-7 NTC33D-7 NTC10D-9	16 22 33 10	0.7 0.6 0.5 2.0	≤11 20~40	南京科敏电子电器厂
NTC16D-9 NTC22D-9 NTC33D-9	16 22 33	1 1 0.8	≤20	
NTC10D-11 NTC16D-11	10 16	3.0 2.5	40~80	
NTC22D-11 NTC33D-11	22 33	2.0 1.5	20~40	
NSP8D05R NSP8D10R NSP8D15R NSP8D22R NSP8D33R	5 10 15 22 33	1.0 0.8 0.7 0.6 0.5	20~40	浙江东阳市三星电子公司
NSP10D10K NSP10D15K NSP10D22K NSP10D33K	10 15 22 33	3.0 2.5 2.5 1.5	40~80	
NSP13D05R NSP13D10R NSP13D20R	5 10 20	4.0 4.0 3.0	80~160	

1.3.7　TL431精密稳压源的特性与选用

TL431是由美国德州仪器（TI）公司和摩托罗拉（Motorola）公司联合生产的，为2.50~36V可调式精密并联稳压源，广泛用于开关电源、电子仪器和各种检测仪表中。在电子电路中，TL431可以用来设计延时电路、电压比较器、精密恒流源、大电流稳压源等；在开关电源中，可构成外部误差放大器，再与光耦合器组成隔离式反馈电路，使电源电压稳定输出。

1. TL431的性能特点

TL431共有以下几种型号：TL431C、TL431AC、TL431I、TL431M、TL431Y。它们的内

部结构一样，只是技术指标有点差异，其特点是：

1）动态阻抗低，典型值为 0.2Ω；输出噪声低。

2）阴极工作电压范围是 2.50～36V，极限值为 37V；阴极工作电流 $I_{AK}=1\sim100\text{mA}$，极限值为 150mA；额定功率为 1W，$T_A>25$℃时，则按 8.0mW/℃的规律递减。

2. TL431 的工作原理

TL431 的基本电路接线如图 1-35 所示。它相当于一只可调节的齐纳稳压二极管，输出电压由外部的 R_1、R_2 来设定，$V_o=V_{KA}=(1+R_1/R_2)V_{REF}$。$R_3$ 是限流电阻，V_{REF}是常态下的基准稳压端（电压 V_{REF}为 2.5V）。图 1-36 所示是 TL431 的等效电路，它主要由误差放大器 A、外接电阻分压器上所得到的取样电压、2.50V 基准稳压源 V_{ref}、NPN 型晶体管 VT（用以调节负载电流）和保护二极管 VD（防止 A、K 间极性接反，起保护作用）组成。TL431 的工作原理是这样的：当输出电压 V_o 上升时，取样电压 V_{REF}也随之上升，使取样电压大于基准电压 V_{ref}，致使晶体管 VT 导通，其集电极电位下降，即输出电压 V_o 下降。

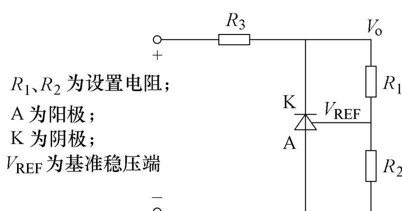


图 1-35 TL431 的基本电路接线

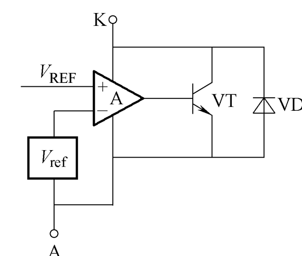


图 1-36 TL431 的等效电路

3. TL431 的应用

（1）TL431 能实现可调的输出电压

如图 1-37 所示，将 L7805 三端稳压器接在 TL431 的阴极上，调节 R_1 来改变输出电压。输出电压的大小仍用上述公式计算，最低输出电压 $V_{omin}=V_{REF}+5\text{V}=7.2\text{V}$，最高输出电压是 L7805 的输出电压的最大值 35V 加上 V_{REF}，所以 $V_{omax}=35\text{V}+2.5\text{V}=37.5\text{V}$。

（2）可以制成输出电压为 5V、电流为 1.5A 的精密稳压源

如图 1-38 所示，将 TL431 接在 LM317 三端稳压器的调整端与地之间。LM317 的静态工作电流只有 50μA，小于 1mA，无法为 TL431 提供正常的阴极电流。在电路中加入 R_3 后，输出电压 V_o 经 R_3 向 TL431 的阴极提供电流 I_{KA}，保证 TL431 正常工作。图 1-39 所示是大电流并联稳压电路。

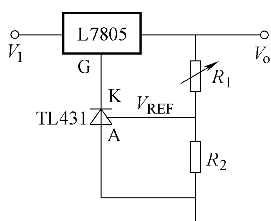


图 1-37 可调输出电压

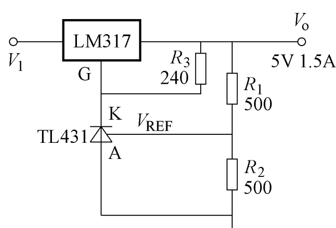


图 1-38 大电流稳压电路

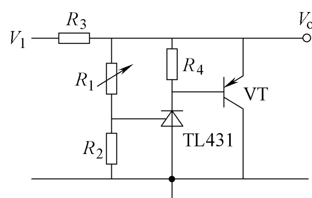


图 1-39 大电流并联稳压电路

4. TL431 的检测方法

利用万用表的电阻挡可以检测 TL431 质量的好坏。从等效电路图知道，TL431 实际上是一只二极管，因此 A、K 之间呈现出单向导电的特性。选用 $R\times 1\text{k}$ 挡，黑表笔接 K 极，红表笔接 A 极，这时测量出的电阻为无穷大；调换表笔后测出的电阻为 5kΩ 左右。再用黑表笔接 V_{REF} 极，红表笔接 K 极，这时显示电阻为 7.5kΩ，具体见表 1-15。

表 1-15　TL431 的检测方法

黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值/kΩ	黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值/kΩ
K	A	∞	K	V_{REF}	∞
A	K	5～5.1	V_{REF}	A	26～29
V_{REF}	K	7.5～7.6	A	V_{REF}	34～36

1.3.8　压敏电阻的特性与选用

压敏电阻是在某一特定的电压范围内，随着电压的增加，电流急剧增大的敏感元件。它常并接在两根交流电压输入线之间，置于熔丝之后的输入回路中。压敏电阻的种类很多，其中具有代表性的是氧化锌压敏电阻。用作交流电压浪涌吸收器时，压敏电阻具有正反向对称的伏安特性，如图 1-40 所示。在一定的电压范围内，其阻抗接近于开路状态，只有很小的漏电流（微安级）通过，故功耗甚微。当电压达到一定值后，通过压敏电阻的电流陡然增大，而且不会引起电流上升速率的增加，也不会产生续流和放电延迟现象。压敏电阻的瞬时功率比较大，但平均持续功率却很小，所以不能长时间工作于导通状态，否则有损坏的危险。

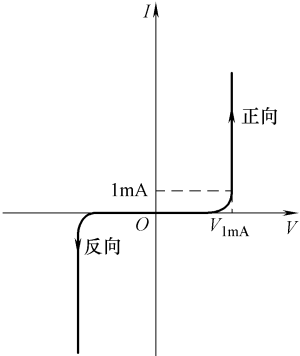


图 1-40　压敏电阻的伏安特性曲线

开关电源交流输入电压一旦因电网附近的电感性开关或雷电等原因而产生高压尖峰脉冲干扰，或因错相而引入 380V 的瞬变电压，具有可变电阻作用的压敏电阻就从高阻关断状态立即转入低阻导通状态，瞬间流过大电流，将高压尖峰脉冲或市电过电压吸收、削波和限幅，从而使输入电压达到安全值。当压敏电阻中通过大电流时，往往还会熔断熔丝，这就避免了对开关电源中的电子元器件造成致命的损坏。选用压敏电阻时，要注意压敏电压和通流容量两个参数的选取。压敏电压即标称电压，是指压敏电阻在一定的温度范围内和规定电流（通常是 1mA 或 0.1mA）下的电压降。压敏电阻的标称电压必须高于实际电路的电压值。当输入电压为 220V（有效值）时，压敏电阻的压敏电压一般不小于 $220\text{V}\times\sqrt{3}\approx 380\text{V}$，实际上选用 400V。压敏电阻的通流容量通常表示其承受浪涌的能力。为了不影响压敏电阻的使用寿命，对通流容量的选取应留有充分的裕量。

压敏电阻的外形与普通金属膜电阻一样。在常温下测试时，它的阻值为几百千欧，甚至为兆欧级。压敏电阻损坏后，必须用相同规格的产品进行更换，千万不可用普通电阻替换。

1.3.9　电容器的特性与选用

1. 陶瓷电容

（1）概述

陶瓷电容因为体积小、寿命长、使用频率高等优点，在开关电源中应用比较多。陶瓷电容也叫瓷介电容，它的介质是一种天然物质陶瓷。陶瓷电容器有多种结构形式，其原理大体一样，主要是根据陶瓷的理化性质严格控制陶瓷片的厚度、面积、光滑度和平整度，然后经过现代技术进行精细加工而成。陶瓷的种类很多，根据成分不同，可分为钛康陶瓷、热康陶瓷及钛酸钡陶瓷等，钛康材料的介电常数较高，具有负温度系数。热康材料的介电常数较低，负温度系数较小，电容的稳定性好。偏钛酸钡材料介电常数最高，温度系数也很大，电容器的稳定性很差，一般高新电子产品不用这种电容。陶瓷电容在开关电源电路中常用来抑制共态噪声，常接在电路与地之间，即 Y 电容，如图 1-41 所示。

（2）陶瓷电容在电路中的作用

一般说，电容有隔直流信号，传递交流信号的作用，它对防止和滤除噪波、高频电磁干扰和稳定电气性能起着十分重要的作用，陶瓷电容在电子电路中起如下的作用：

1）平滑纹波电流。开关电源输出电能，都是脉动直流，电流纹波较大，开关电路常采用大电容量的电解电容，随着开关电源的高频化与小型化，对电源输出参数要求也越来越高，目前均已采用叠层陶瓷电容，这种电容器的内部采用镍，经过碳膜化高温处理使电容量、耐电压等级及漏电流降低得到极大的改善。叠层陶瓷电容的容抗跟铝电解电容相比非常小，在电路中用作平滑纹波的效果非常好，电容自身的发热量很低，对输出 100 ~500kHz 的纹波电流的平滑度有显著提高。一般来说，铝电解电容随着使用时间的延长，它的电容量随电解质干涸而减小，而陶瓷电容的电容量几乎不随时间变化。

2）吸收浪涌电压。电子电路在工作期间，由于受到环境条件、牵引负载、电路元器件骤变等影响，在变压器电感作用下，发生浪涌电压，这种浪涌电压幅度高、能量大，对开关电源的驱动功率晶体管的冲击将是致命的，为了保护晶体管的安全，往往将陶瓷电容与电阻串联后并联接到变压器的一次绕组，组成吸收电路，该电容一般在 4700pF 以下，耐压在 630V 以上。

3）旁路噪声干扰。为了阻止噪声由输出回路进入负载或者低频电磁波由输入电路进入电源，一般在电路中接入陶瓷电容，用它来抑制正态噪声和用于低通滤波。这种作用的电容称为旁路电容，它配接在主电路的输出电路中，其旁路效果比较好。这种电容的电容量一般为 220 ~3300pF，耐压范围视电路作用而定，一般为 500V ~1. 2kV。

4）滤除噪声。开关电源的输入回路常接有交流电路滤波器，它的作用是滤除外部噪声的进入与内部噪声的传出，这种滤除噪声的电容都用陶瓷电容。接在电源进线的电容，抑制噪声的频率较低，所需的电容量较大，耐压为 275V，称它为 X 电容，如图 1-41 所示。

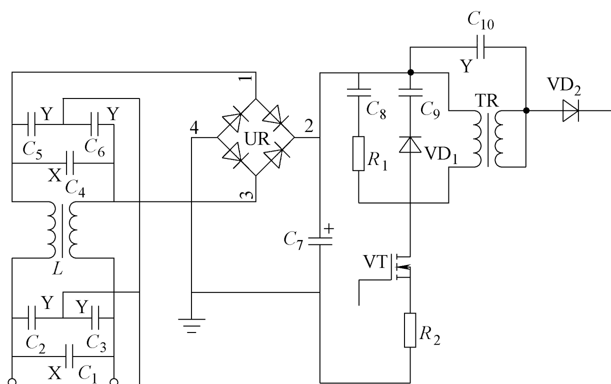


图 1-41　电容在开关电源的位置

（3）陶瓷电容的特点

1）结构简单，加工生产工艺要求不高，原料丰富，价格便宜。

2）电容的绝缘性能强，绝缘电阻大，可制成耐压很高的电容，能耐压高达 2kV。

3）具有良好的耐热性，有耐高温的特点，可在高达 500 ~600℃的

条件下正常稳定工作。

4）温度系数范围很宽，可以生产出不同温度系数的电容，以适用于不同的场合。

5）陶瓷电容还有耐酸、耐碱、耐盐的特点，若受水的侵蚀，也能长期正常地工作，不易老化。

6）陶瓷材料的介电系数很大，一般从几十皮法到数百皮法，有的介电系数高达几千皮法，这使得瓷介电容器的体积可以做得很小，如果采用多叠层的方式，电容器的容量可扩展很大。

7）陶瓷电容的瓷介质材料不可以卷曲，电容器本身不带电感性，这样生产出来的陶瓷电容高频特性较高，广泛用于航天通信。

8）陶瓷电容的损耗角正切值与频率的关系很小，损耗值不随频率的升高而上升。但是，它的机械强度低，容易破裂损坏。

2. 薄膜电容

（1）概述

有机薄膜就是塑料薄膜，以有机介质材料制造的电容就是薄膜电容。

薄膜电容有十几种，有聚苯乙烯电容、聚四氟乙烯电容、聚酯（涤纶）电容、聚丙烯电容等。聚苯乙烯电容器的种类很多，CB10型、CB11型为普通聚苯乙烯电容器，CB14型、CB15型为精密聚苯乙烯电容器。聚四氟乙烯电容器使用的材料价格昂贵，生产成本高，通常只在特殊场合选用这种电容器，例如高温、高绝缘、高频电路中使用。聚酯电容器就是涤纶电容，它性能稳定、体积小，常常被用在高级电子设备中。

（2）薄膜电容在电路中的作用

薄膜电容有很多优点，被广泛用于开关电源电路中。

1）抑制正态噪声。电源输入回路的低频噪声波以及电磁杂波，是一种频率低于5MHz的干扰信号，抑制这种信号的能力，就是电子设备电磁兼容性（EMC）指标的高低，要保证电子设备既不受周围环境噪声的影响，也不能对周围设备产生干扰，图1-41中的C_1、C_4以及C_2、C_3、L、C_5、C_6将起着决定性作用，C_1、C_4与交流输入线并接，抑制正态噪声叫X电容，C_2、C_3、C_5、C_6接在输入线与地之间称Y电容，也起着抑制正态噪声的作用，这里的元件既可以用陶瓷电容，也可以用薄膜电容。抑制正态噪声的Y电容的选用，要注意电容的额定值，其次是漏电流。

2）用作电路充放电。很多电子电路为了加速晶体管的导通和截止，一般在晶体管的基极串接由电容、电阻组成的RC微分电路，C就是加速充电电容。用于晶闸管的高压点火过程中，它将电容器的充电电能输入到变压器的一次侧，经变压器耦合计压，使它的二次侧获得高压，进行重复点火，如火箭发射起飞等，都是采用光放电原理。

3）抑制消除共模干扰。共模干扰和差模干扰是开关电源防止干扰常见的一种物理现象，这种干扰不但幅值高、能量大，而且对电源有破坏性的损害作用，只有聚四氟乙烯薄膜电容才能抑制这种干扰。图1-41中的C_{10}就是为抑制这种干扰而设计的。

（3）薄膜电容的特性

1）耐压范围宽。薄膜电容一般耐压范围在30V～15kV内。普通聚苯乙烯电容的额定电压为100V；高压型聚苯乙烯电容的工作电压可高达40kV，专供高压电子设备使用。

2）绝缘电阻高。聚苯乙烯电容的容抗一般大于$10^{11}\Omega$，所以它的漏电流很小，电容在充电后静置1000h，仍能保持95%以上的电荷。而纸介质电容充电后静置200h，充电电荷

量几乎全部放完。所以聚苯乙烯电容广泛用于航空航天、金属冶炼及超低温寒冷环境。

3）电容器的损耗很小，通常 $\tan\delta = 5 \times 10^{-4} \sim 12 \times 10^{-4}$，所以用在高频电路或要求绝缘电阻很大的电子产品里。

4）电容的制造工艺简单，用于制造电容的材料丰富，而且电容的容量范围宽，一般可生产的容量为 50pF ~ 500μF。

5）制造出的电容精度很高，这是因为金属膜聚苯乙烯的厚度、平整度和均匀度容易控制。电容器的误差等级为 ±1%、±2% 和 ±5%。特殊需要时，电容器的误差可控制到 ±0.3%，甚至 ±0.1%。

6）聚苯乙烯电容的温度系数极小，一般为 $-70 \times 10^{-6} \sim 200 \times 10^{-6}$（1/℃）。电容在电路中工作极为稳定，但是工作温度不能超过 100℃，否则电容的损耗加大。抗酸碱、耐腐蚀、耐潮湿也是聚苯乙烯电容的一大优点。当电容器两片极板因电压过高而将局部击穿时，聚苯乙烯金属膜层能使击穿点的金属层面恢复到击穿点之外，从而达到自愈，能消除因击穿造成的短路，保证了电路安全。

3. 铝电解电容

铝电解电容也是由极板和绝缘介质组成的。它的绝缘介质一般是铝酸溶液。铝电解电容是在开关电源电路里使用比较多的一种元件，它的质量好坏也是整个电源质量好坏的关键。如果对它的功能特性、选用原则不十分了解，很难在电子设备中发挥它的作用，甚至可能起到相反的作用。设计工程师必须把握铝电解电容的电气参数与性能特点，才能正确地设计出高品质开关电源和其他电子产品。

（1）铝电解电容的功能特性

铝电解电容和其他电容一样，也有传递电能、滤除交流的作用。常常由于温度、湿度、工作电压以及频率的影响，使电容的寿命、效果发生质的变化，因此，提高铝电解电容的质量、缩小体积是所有生产厂家主攻的难题。他们在生产工艺上采用了许多新技术，其中有扩大电极箔的蚀刻倍率、开发耐热性能好的高电导率电解液；提高电解体隔膜的化学性能和热稳定性；采用高气密性、耐腐蚀、耐高温的封口材料；对生产工艺和监测环节采用全程自动化跟踪生产，以提高产品的质量。影响铝电解电容器的是温度和随着时间而延长的电解液的导电性能，它们影响铝电解电容的工作电压和体积的蚀刻倍率，因此增大电解体的有效表面积，增大电极箔的单位面积，是增加电容静电容量，提高电容极片的耐压等级的主要手段。

铝电解电容的电解液是通过高沸点溶液媒介和电离子离解度物质溶合并添加高温稳定剂而成的。电解电容的封口衬垫用来控制电容里的电解质溶液挥发而设定的，衬垫材料的选择对电容的寿命至关重要。铝电解电容的性能主要决定于电解液的性能、阳极箔蚀刻倍率以及封口材料等因素。

（2）铝电解电容的电气参数

1）额定工作电压。铝电解电容的额定（直流）工作电压是衡量电容工作的环境，如果电路施加在电容的最高峰电压高于电容的额定电压，电容器的漏电流将增大，传递电能的能力将下降，电气特性将会破坏，严重超压时，在很短的时间使电容爆裂损坏。

2）标称静电容量及允许偏差。开关电源整流滤波的电容量较大，而且是随着输出功率的变化而改变的，它是为减小整流后的电压纹波而设立的，起着平波作用。在电容的额定电压一定时，电容的容量越大，体积越大，价格也越高。如果滤波电解电容量太小，不仅对直流纹波电压起不到滤波的作用，还会引起开关管的损坏，很可能会导致输出波峰电流超过安

全标准。开关电源对电解电容器容量偏差有严格的要求，一般允许偏差±10%，高级的电源为±5%。

3）使用温度范围。开关电源的温升一般只能达到60℃，由于电源胶壳内部空间有限，元器件排列拥挤，散热条件较差，当环境温度超过35℃时，开关电源壳内温升超过80℃，加上电解电容器自身的热量，电容表面温度会超过90℃，这对电解电容器的质量是一个很大考验。从可靠性和安全性考虑，注意电容器所标明的温度范围。除此以外，还要注意电容器内部电解液受温度影响，通过封口，从缝隙可看到漏逃逸的程度。还要求具有防爆装置。

4）漏电流。漏电流是所有电容的一个重要技术指标，如果漏电流偏大，电容的容量将随着时间的延长急剧减小，使寿命也越来越短，对整个电源的使用时间产生重大影响，铝电解电容将漏电流视为生命电流，可见漏电流的大小非同一般。

5）损耗角正切值。电容的损耗角正切值是电容容抗的一种表述，电子电路有阻抗、容抗和感抗，统称为电抗，损耗角正切是功率损耗一个参量。

6）耐高频脉冲电流能力。任何一只电解电容，把它视为一个理想的电容器电抗与一只电阻串联，当开关电源采用APFC电路时，要求APFC变换器输出的滤波电容不仅能承受400V以上的直流高压，而且还必须能通100kHz以上的脉冲电流，这种高频脉冲电流在对电解电容进行充放电的过程中，将会产生大量的热耗损失，并使电解电容温度升高，这种温升的高低，就是ESR技术指标，ESR愈小，电容器耐高频脉冲电流的能力愈强。

7）高温储存特性。电解电容放在105℃的无负载的环境中，经过720h，再骤降至25℃，电容器的静电容量的变化率在初始值±15%以内；额定电流等于初始规定值；电容的漏电电流不发生明显的改变。

（3）铝电解电容的选用

根据开关电源电路各个回路工作区域的不同，结合铝电解电容的功能特性和技术参数，对铝电解电容的选用作如下规定：

1）额定工作电压的确定。对于交流输入用于单个电容器直流滤波，则要求电解电容器的耐压不低于最高输入电压的$\sqrt{2}$倍。如果开关电源采用升压式有源功率因数校正（APFC）输出滤波电容器，要求电容器的耐压不低于输入电压最大值的$\sqrt{2.8}$倍。其他用于滤波的电容耐压大于1.2倍的输出电压。

2）电容容量选择计算。滤波用电解电容器的容量大一些，有利于减小直流电压的纹波，对电源桥式整流输出的脉动电压有稳压作用，使开关功率管在工作区域里，发挥最大的脉冲调制和功率驱动作用，其电容容量的大小与输出功率有一定关系，对于5～10W的开关电源，用电解电容按1.47μF/W计算选用；对于10～50W的开关电源，按2.0μF/W的容量计算选用；对于50～100W的开关电源，按2.5μF/W的容量计算选用；对100～150W的开关电源，按3.0μF/W的容量计算选用。值得注意的是，有些开关源的功率因数和电源的谐波含量达不到技术指标，设计工程师不知所措，其原因就是电源滤波电容容量太小所致。电解电容静电容的允许偏差一般选用±10%，要求高的开关电源可选用±5%。

3）电容器使用温度的考虑。开关电源所有的元器件都处在比较高的温度环境下工作，电解电容属于高发热元件，仅次于振荡变压器和开关功率管，如果电解电容的标称温度选用低了，不但是降低了开关电源技术指标，还使电源的使用寿命大大缩短，严重时将会产生爆炸。因此，从可靠性与安全性考虑，电解电容必须选用－25～＋105℃的高温型铝质电容。对直径大于8mm的中高压高温型铝电解电容，要求具有防爆结构或防爆装置。

4）漏电流的估算与测试。如果电解电容的漏电流偏大，电容会发生早期失效，开关电源的输出电压偏低，波动加大，这是常见的现象。在选用时，对电容必须进行测试。如果没有电容参数测试仪，可用普通万用表 $R\times1\text{k}$ 电阻挡进行测量，指针偏离越大，接近“0”停留时间越长，说明电容越大，然后，缓慢回到“∞”位置，距离“∞”位置越近，则漏电流越小，相反漏电流越大。除此以外，还可对电解电容漏电流估算：当电容 $C=33\mu\text{F}$ 时，其漏电流 $I_\text{d}\leqslant0.02CV$；当 $C\geqslant49\mu\text{F}$ 时，$I_\text{d}\leqslant3\sqrt{CV}$。$C$ 是电容容量，单位是 μF，V 的单位是 V。

总之，选择铝电解电容器时要考虑电容的额定容量，其次是耐压，再次是标称温度，最后是漏电流。

凡是能经受住各种试验检验的铝电解电容器，在实际应用中很少会损坏。铝电解电容器在高频电路中的选用类别见表 1-16。

表 1-16　适用于高频电路的铝电解电容器的类别

6.3V，使用温度 85℃				10V，使用温度 85℃			
容量/μF	损耗角正切值（120Hz）	阻抗/（Ω/100kHz）	允许纹波电流（有效值）/mA	容量/μF	损耗角正切值（120Hz）	阻抗/（Ω/100kHz）	允许纹波电流（有效值）/mA
120	0.22	1.2	205	82	0.19	1.2	175
150	0.22	0.90	235	120	0.19	0.90	214
220	0.22	0.60	290	180	0.19	0.59	290
330	0.22	0.40	400	270	0.19	0.40	306
390	0.22	0.34	488	330	0.19	0.33	445
560	0.22	0.24	617	470	0.19	0.24	575
820	0.22	0.19	800	560	0.19	0.18	807
470	0.22	0.27	613	390	0.19	0.25	620
680	0.22	0.21	734	560	0.19	0.21	795
1200	0.24	0.12	1010	820	0.19	0.12	1010
1500	0.24	0.10	1190	1200	0.21	0.10	1190
2200	0.24	0.092	1440	1500	0.21	0.090	1440
1200	0.24	0.12	1010	1000	0.19	0.12	1010
2200	0.26	0.084	1400	1800	0.21	0.083	1400
2700	0.26	0.070	1690	2200	0.23	0.067	1690
3900	0.28	0.063	1950	2700	0.23	0.062	1950
4700	0.30	0.052	2390	3300	0.25	0.050	2200
5600	0.32	0.045	1310	3900	0.25	0.043	2390
2200	0.26	0.090	1660	1500	0.21	0.090	1320
3900	0.28	0.070	2070	3300	0.25	0.070	1730
5600	0.32	0.060	2350	3900	0.25	0.060	2070
6800	0.34	0.044	2550	4700	0.27	0.045	2280
8200	0.38	0.040	2970	6800	0.31	0.037	2550
10000	0.40	0.032	1460	8200	0.35	0.031	2900
3300	0.28	0.075	1850	2200	0.23	0.075	1480
5600	0.32	0.060	2120	300	0.25	0.060	1860
6800	0.34	0.050	2200	4700	0.27	0.049	2150

1.3.10　磁珠的特性与选用

开关电源尤其是大功率开关电源，它们的工作频率一般为 100kHz，有的高达 1MHz。在这种高频的作用下，电源的输出整流管（包括 MOS 管同步整流电路），在关断期间反向恢复过程中，会产生开关噪声和反向峰值电流，非常容易击穿整流二极管或 MOS 管，还容易在二极管或 MOS 管导通期间向外辐射极高频率的干扰信号，这是电源研发人员必须注意的。人们虽然在整流二极管的两端并联电阻电容元件组成吸收电路，但作用效果不太理想。相反，由于增加了电阻电容，在一定频率的作用下造成损耗。近年来，研发人员找到在次级滤波器输出线上，串上一只磁珠的方法，有力地抑制了噪声和干扰信号。

磁珠的主要原料为铁氧体，是一种晶格结构亚铁磁性材料，它在低频时呈现电感特性，损耗很小，在高频时呈现电抗特性，作为射频电路作高频衰减。它最重要的性能参数与铁氧体磁心一样，为磁导率和磁通密度。当导线穿过铁氧体磁心时，所构成的电感感抗是随着频率升高而增加，不同的频率其机理完全不同。高频段磁心的磁导率降低，电感量减小，总的阻抗增加，损耗增加，电磁干扰被吸收；在低频段其作用则相反。总体而言，磁珠器件具有低损耗、高品质因素的特性。

磁珠的种类很多。磁珠上有多个孔洞，用导线穿过可增加阻抗，不过用在高频所抑制高频噪声和噪波辐射比预期的好，采用多个磁心串联更好。

磁心有片式磁球，常用于时钟发生器、A/D 电路之间滤波、I/O 内部连接器、射频电路、计算机、打印机和移动电话电路中的 EMI 噪声抑制。特别对消除电路由开关器件所引起的电流突变和滤波电源线或其他导线引入的电磁干扰和高频噪声干扰效果十分明显。单个磁珠的阻抗只有 0.005～0.01Ω。

近年来，由于 EMC 的严格要求，铁氧体磁珠在开关电源电路中显得非常重要，也得到了广泛应用，尤其是片式铁氧体磁珠。研发人员必须全面了解铁氧体磁珠的特性，根据实际情况，正确选用这些元器件，必须知道：

1）不需要的频率信号范围是低频滤波还是整流滤波。

2）噪声源从哪里来？需要衰减噪声多少分贝？

3）电路和负载阻抗（包括感抗）有多大？还要注意 PCB 放置的空间位置等。

1.3.11　LED 驱动电源芯片的特性与选用

LED 照明是人类跨时代的技术发展，是世界文明的一项闪光的亮点。据估算，单 LED 景观照明这一方面就可节能 65%，道路照明可节能 40%，用于液晶电视背光源可节能 45%，可谓是节能环保照明灯。

LED 照明灯与其他荧光灯、白炽灯、高压钠光灯比较起来有以下特点：

1）发光效率高。白炽灯的发光效率只有 12lm/W，荧光灯为 65lm/W，高压钠灯为 11lm/W，现代 LED 照明灯可达到 200lm/W，它所消耗的电能比白炽灯节省 60%。

2）使用寿命长。如果 LED 的驱动器寿命长，可使 LED 照明的寿命达 50000h，甚至更高，而普通白炽灯仅为 3000h，小型荧光灯也只有 10000h 左右。

3）LED 使用方便，电源制作简单，LED 灯可采用多种调光方式，如模拟调光、PWM 调光、双向晶闸管调光以及数字调光等。

4）具有体积小、不怕振动、绿色环保等优点，它不靠汞蒸气发光，不产生紫外线。

如何选用 LED 照明灯营造出合理的照明效果，我们首先要懂得几个基本指标：

1）光通量，是光源所发出的光能量的速率，是单位时间内辐射能量与相对视见率的乘积，单位是 lm（流明），用 Φ 表示。100W 的白炽灯，可产生光通量 1750lm，而一只 40W 的荧光灯则可产生 3150lm，一只 20W LED 照明灯，则可产生 5000lm 的光通量。

2）照度，是受照平面上单位面积接受光通量的密度，可用单位面积的光通量来测量，单位是 lx（勒克斯），用 E_v 表示。要求有较好的私密性，还要光线柔和，不应有任何强烈光刺激，一般照明达到 100lx。

3）辉度，是被照物体单位面积在某一方向上发出的发光强度，以亮度表示，单位是 K（开尔文），用 T_c 表示。

4）色温，人的眼睛对不同光源所发出的白光因色温高低而呈现不同的颜色，光色偏蓝，色温则高；光色偏红，色温则低。

5）光效率，是光源所发的光通量（Φ）除以耗电量（P_D），单位是 lm/W，用 η_V 表示。LED 照明灯多采用串并联矩阵结构，LED 的电流在一定范围内变化对照度影响不大，LED 损坏的原因多是电流过大，变换电路驱动 LED 匹配不当，输出较小的电压变化引起较大的电流改变，所以恒压、恒流是电源变换的重要一环。

6）光衰：光通量衰减到初始值的$\sqrt{2}/2$，便认为 LED 灯的使用寿命完结，它是 LED 灯的一项重要参数。

老化是电子产品可靠性的重要保证，老化可以提升效率并保证产品的稳定性。LED 老化包括恒流老化和恒压老化。恒流老化最符合 LED 电流工作特性，通过使用频率可调、电流可调的恒流源进行老化。通过老化可查出很多常规检测无法查出的 LED 隐患。另外可靠性还需要好的散热，选择好 LED 的正向工作电流、工作温度，LED 的最高容许结温不能超过额定值，否则将影响 LED 发射光，减低寿命。

设计 LED 产品的选择：①根据用途：根据用途选择亮度确定驱动 LED 的电源的功率、驱动方式等。②根据使用场地，确定 LED 的品种，这里包括环境、使用颜色、LED 的驱动方式。③驱动电源的匹配，包括负载连接方式，电源附件支架的安装。④LED 驱动电源芯片的选用：应考虑电源输出的类型（恒压、恒流、恒压/恒流、截流）等，电源拓扑结构，调光方式以及动率因数校正类型、结温补偿方式等。总之种类很多，目的只有一个：经济、节能、高效。

1.4　LED 照明调光电路

1.4.1　LED 模拟调光电路

LED 照明灯根据不同的使用目标，选择不同的调光驱动方式，如使用 LED 做背光源时，要根据 LED 的发光亮度、不同的环境将发光源亮度做相应的变化，这时就要选用 LED 不同的驱动器，其调光方式有模拟调光、数字调光、脉宽调光、晶闸管调光和无线调光等。我们知道，各种调光都具有各自的优缺点，要根据实际应用的用途、环境来选择不同的 LED 驱动器，例如，作汽车内部液晶显示器背光，受使用环境的影响，汽车内的亮度变化较大，有阴天、晴天、白天、黑夜之分，所以使用环境变化很大，因此，相对 LED 照明的亮度和照度的范围很大，要求调光比达到 1000:1，这时，可采用 PWM 调光方式；而家用照明的亮度变化较小，可采用双向晶闸管调光方式。

1. 模拟调光的特点

所谓模拟信号调光是利用直流电压或电流作信号对 LED 驱动电源进行触发，实现 LED 线性调光，根据调光方式，要求触发信号是连续性的，这种模拟调光的特点是触发电路简单、制作容易，因为是连续触发，LED 发光源无闪烁、亮度稳定。但是，也有不可回避的缺点：由于实施模拟信号，使得调光的范围小。当触发信号发生变化时，结果使得 LED 发光源发生偏色，影响发光质量。其次，由于用模拟信号驱动 LED，而使 LED 始终处于工作调光状态，连续型信号的触发增加电源的损耗，降低电源效率，这种方式不可取。模拟调光一般对连续信号进行调制。

2. 模拟调光的实施方法

以连续电感电流 LED 驱动器为例，说明模拟调光基本原理。图 1-42 所示为自激降压式 LED 驱动器原理框图。模拟调光信号输入电压 V_{ADM}，经过电阻 R_2 偏置，为 V_{ADM} 提供 1. 20V 的电压信号，LPF 为用于抑制高频干扰的低通滤波器。恒流控制电路：由比较器 1、MOS 管 VT_3、负载电阻 R_L 和功率开关管 VT_1 组成。电源关断控制电路：包括稳压管、运算放大器，还包括 P 型 MOS 管 VT_2，及限流电阻 R_1 组成镜像电流源等。它的输出电流 I_J 是 LED 的工作电流 I_{LED} 的镜像电流，$I_{LED}=KI_J$，式中，K 为比例关系系数。R_1 为镜像电流源内的限流电阻。V_i 是输入电压，R_F 为镜像电流负载电阻。

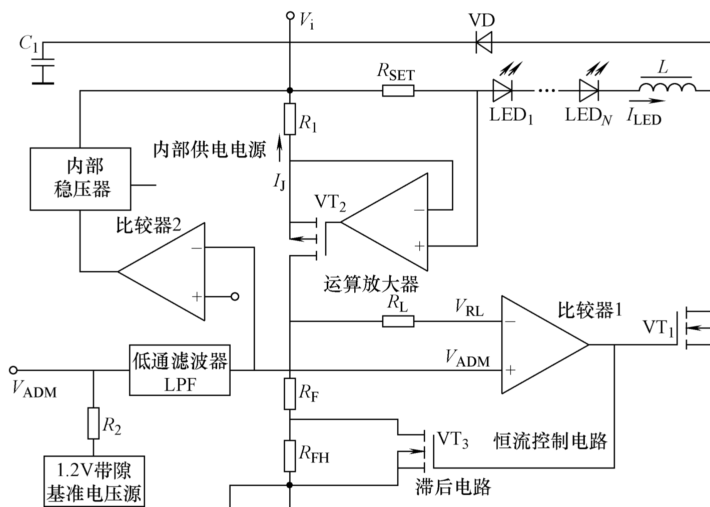


图 1-42　MT7201 模拟调光基本原理框图

比较器 1 的作用相当于施密特触发器，当它输出高电平时，使开关管 VT_1 导通，电流 I_{LED} 线性增大，这时镜像电流 I_J 也同步线性增加，进而 V_{RL} 升高。比较器 1 输出低电平，将 VT_1 关断，使流经 LED 的 I_{LED} 线性减小，最后 VT_3 截止。由于 R_F 串联在 R_{FH} 上，这样抬高了比较器 1 的反馈电压 V_{RL}，保持了比较器 1 输出低电平，直到下一个振荡周期。

3. MT7201 在 LED 驱动中的应用

高性能的 MT7201，输出 LED 恒流驱动，具有很高的一次性价比，与其他国内外 LED 驱动芯片相比，具有以下优点和特点：由图 1-43 可知，电路具有极少的外部元器件，制造容易，成本极低；很宽的输入电压范围，为 7 ~ 40V；极高的工作效率，高达 95%；使用 ADj 脚，可进行 LED 开关、模拟调光和 PWM 调光；输出电流精度高达 1. 5%，对输出电流能进行可调的恒流控制，所以为恒流、恒压输出驱动 LED 创造了有利条件；LED 电路具有开路、输出短路以及芯片过温保护。电路适用于 LED 射灯、日光灯、路灯、交通指示灯。引脚完

全兼容 ZXLD1350/ZXLD1360、PT4115、SN3350 等各种驱动芯片，不需大的调试。

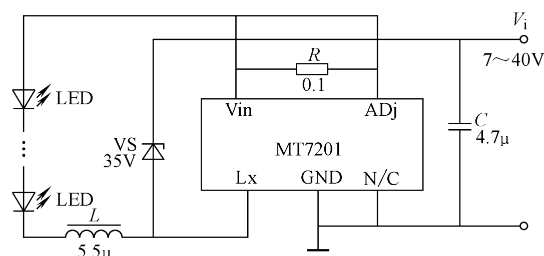


图 1-43　MT7201 模拟调光原理应用

1.4.2　LED 脉宽调光电路

脉宽调光（PWM 调光）是将 PWM 信号驱动开关管点燃 LED 发光，通过调节 LED 的工作电流调整 LED 的发光亮度，因此，LED 一直处在恒流条件下工作，无论调光比的大小，都不影响工作电流。PWM 调光处在低频时，占空比的调节范围从 1% ~100% 变化，调光比高达 3000∶1。在整个调光范围内，由于 LED 的工作电流处于最大值，调节占空比只是改变 LED 的平均电流，因此，PWM 调光不会因为电流的变化出现偏光。现阶段，一般 PWM 调光频率为 200Hz，最高达 20kHz，低频调光不会出现闪烁现象，LED 驱动器的转换效率高，但 PWM 调光电路较模拟调光复杂、产品成本较高，而且 PWM 调光驱动电源往往由于电路中的电容电感会产生低于 20kHz 的低频噪声。不过，这种噪声通过电路设计 PCB 合理布局是可以克服的，PCB 设计的难度不是很大，只需注意走线合理。PWM 调光法能使功率开关管导通时工作在零电压开通（ZVS）状态，关断时需采用吸收充电电流，以达到零电流关断（ZIS）状态，这时 EMI 和功率开关管的电压应力明显降低，损耗减小。但要注意的是，如果高频开关管的脉冲占空比太小，以致电感电流不连续，将失去 ZVS 工作特性，并且由于供电电压较高而导致开关管电压应力加大，使开关管发烫并加大 EMI 辐射强度。只有保证电感电流的连续性，才能有效地工作在 ZVS 状态。

PWM 调光方式 LTC3783 工作原理与应用如下：

LTC3783 调光驱动模式分为恒压源驱动和恒流源驱动。恒压源驱动的负载一般采用 LED 多路并联，每个电路都有一只限流电阻，要求高电流输出时，电路的转换效率较低。因为 LED 是电流型器件，即使电压发生较小的变化也可引起电流大幅度改变，恒压源驱动对 LED 的发光亮度不变，适用于汽车 LED 驱动的车灯上。恒流源驱动时，一般在 LED 上串联一只稳压管 VS，如图 1-44 所示。电路常用在汽车转向灯、汽车点火器、太阳能照明灯、机顶盒和充电器上。如用在汽车前照灯时，通过调制 LED 亮度可以实现远光和近光转换。当

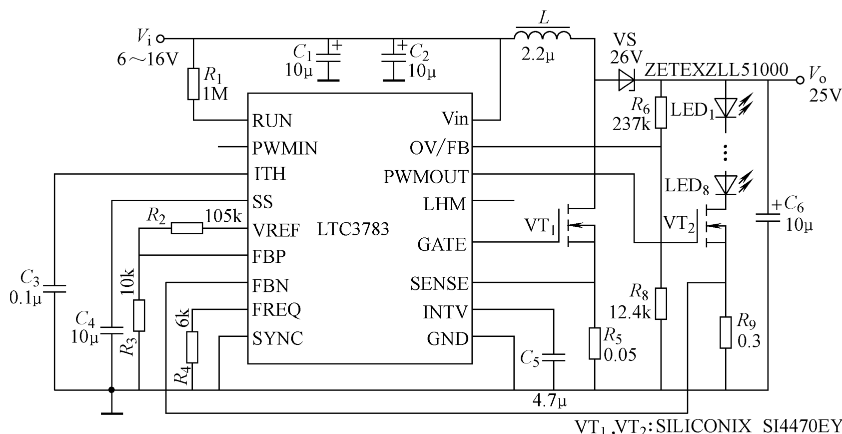


图 1-44　PWM 调光 LTC3783 驱动 LED 原理图

输入电压波动时，LED的电流跟着波动，通过反馈电阻R_9进行灯的亮度调节，而使LED流过的电流不变。电阻R_2、R_3是反馈信号取压电阻，保证输出电压一定的稳定性。VT_1、VT_2、电感L、稳压二极管VS、输出电容C_6以及LED串，构成升压型电感式电流控制模式驱动电路。改变芯片FREQ脚外接电阻R_4的大小，可改变高频控制信号频率f。GATE脚输出的峰值脉冲为7V，它是PWMIN脚所接收的PWM脉冲和LTC3783高频调制输出脉冲之和。GATE脚驱动MOS管VT_1的栅极控制VT_1的导通和截止，使电感L上的电流引起改变，产生压降差值。经稳压管恒压，保持输出电压V_o不变。PWMOUT脚的脉冲信号驱动VT_2的栅极，PWM脉冲占空比决定LED串的电流占空比，进而调制灯的亮度。控制脉冲的频率$f=120Hz$，为了实现占空比D的脉宽调光比1:3000，要求芯片的工作频率为1MHz，由电阻R_6决定。同时，R_6、R_8是VT_2栅极偏置电阻。

LTC3783由凌力尔特公司生产。汽车前照灯串联8只大功率白光LED。当输入电压为10～14V时，输出恒流电流为710mA，输出电压V_o为28.6V，输出功率为20W，电源效率为92%。

1.4.3　LED双向晶闸管调光电路

双向晶闸管（TRIAC）调光器内部包含有双向晶闸管和双向触发二极管。双向晶闸管是由两只晶闸管反向并联而成，使用一个触发电路去触发它的工作状态，是较为理想的交流开关器件。

1. LM3445型双向晶闸管调光LED驱动的工作原理

LM3445具有可变开关频率和固定关断时间的降压式恒流控制功能，能对1A以上的输出电流进行调节，驱动几十只LED构成的灯串，电源效率达到90%。当交流输入电压过低时，TRIAC能提供维持电流，维护TRIAC处在导通状态，还有过电压和过电流保护功能，利用线路检测，实现过电压保护。LM3445内置有泄放电路，如图1-45所示，泄放电路的功能就是低电压保护。利用片内的检测器和译码器，对波段信号首先进行译码以获得对LED的调光信号，其调光比为100:1，占空比在0.25～0.75范围内，双向晶闸管的导通角范围是45°～135°可变。当整流桥的输出电压V_B低于峰值电压V_D时，由电路电容为降压式变换器供电，因此，在整个供电交流周期内，可直接从变换器输出线路取得电流，这样，大幅增加了整流管的导通角，提高了功率因数。LM3445的BLDR脚是片内泄放电路输入端，将线电压信号输入到检测电路。COFF脚是芯片关断时间设定端，通过外部电容C_{10}改变关断时间。FLTR2脚是将调光信号变为电压控制信号，来控制LED的工作电流。ASNS脚是调光译码器输出端，控制占空比与PWM脉冲信号的比例，对双向晶闸管导通角控制进行调光。D1M脚为IN/OUT端，PWM调光信号从该脚输入，实现LM3445芯片同步调光。GATE脚为功率开关管的栅极驱动端。U_{CC}脚为电源端。I_{SEN}脚为LED电流检测端，进行过电流保护。

LM3445内部包括延时电路、泄放电路、调光译码器、控制器、锯齿波发生器、内部稳压器、PWM比较器、斜波发生器、电流极限比较器、欠电压保护电路、过热保护电路、门电路、锁存器、MOSFET驱动器及前沿消隐电路等，如图1-46所示。

2. TRIAC调光式LM3445驱动LED设计应用

由LM3445构成的TRIAC调光式LED驱动电路，适用于美国电力供电标准，即V_i为AC 90～130V，输出电压V_o为25.2V，能驱动LED为正向压降3.6V的7只HB-LED灯串，原理图如图1-45所示。图中C_1～C_4、L_1为抑制EMI抗共模、差模平波电路，VD_{Z1}为浪涌电

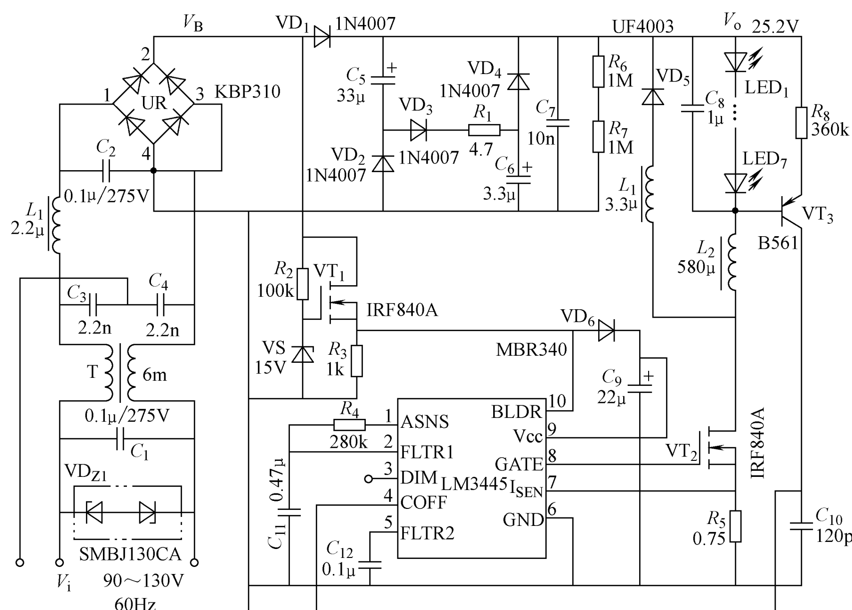


图 1-45　TRIAC 调光式驱动 LED 原理图

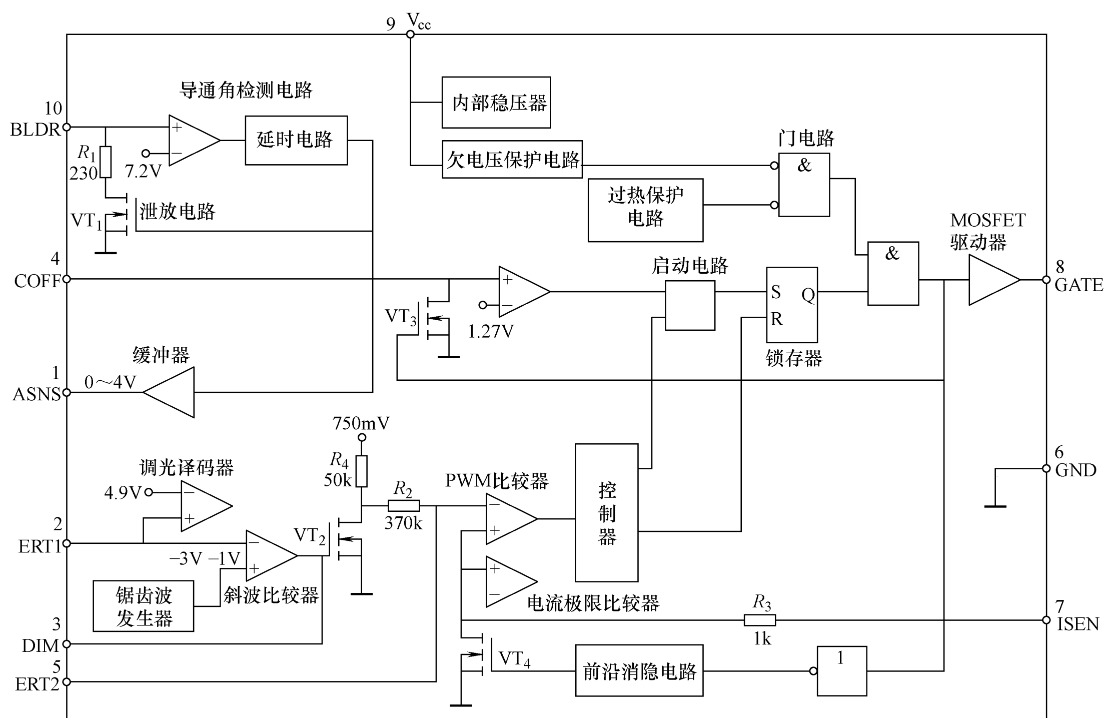


图 1-46　LM3445 内部结构框图

抑制器，设计时，采用两只瞬态电压抑制器反相串联，这样反向击穿电压 V_R 为 160V，能排除由电源线引入的浪涌干扰电压。整流桥 UR 采用 KBP310 作样板，为降低谐波含量的基础。C_5、C_6、VD_2 ~ VD_4 及 R_1 组成无源 PFC 电路，可将功率因数提高到 0.92 以上。大容量的滤

波电容为输出降低纹波起到一定的作用。

LM3445内部的比较器信号与该脚所检测的电压，决定双向晶闸管的导通角。比较器的输出信号经延迟后控制泄放电路。图1-45中的R_4、C_{11}对输出触发脉冲进行滤波。当检测信号电压小于7.2V时，泄放电路的MOS管VT_1导通，这时，它的漏极电阻串联到调光器上，所提供的工作电流保持双向晶闸管的导通。相反，当检测信号电压大于7.2V，内部泄放电路不工作，起着过电压保护的作用。

R_4、VS、VT_1组成输入电压检测电路，它将电压V_B转换为一个合适的电压信号送到LM3445的BLDR脚。图中R_3的作用是为BLDR脚上所有的分布电容提供放电电路，R_3不宜过大，否则由于放电时间太长影响对LED的触发电流。另外为调光器提供恒定的电流供给。VD_6、C_9构成稳压网络，当BLDR脚电压降低时，使U_{CC}脚电压保持不变，确保LM3445工作正常。TRIAC调光电路是电路的主体。从芯片ASNS脚输出的电压，通过R_4进入FLTR1脚再进入片内的斜波比较器的反相输入端，与锯齿波产生的调制信号进行比较，这时斜波比较器直接从DIM脚输出一路调光信号。另外从MOS管VT_2和电阻R_2接到FLTR2脚，原理图中的C_{12}为滤波电容。最后一路，由片内的VT_2经电阻R_2送到PWM比较器，如图1-45所示。双向晶闸管的调光占空比变化范围为0.25～0.75，片内调光直流输出电压为0～750mV，双向晶闸管的导通角从45°～135°变化，能够获得0%～100%的调光功能。

LM3445的转换电路由VT_2、L_2、R_5、R_8、C_{10}和VT_3组成。当开关管VT_2导通时，工作电流经电感L_2和LED灯串呈线性上升，R_5为输出电流的检测电阻，调节此电阻可改变灯的亮度，同时也可改变送到PWM比较器的转换电压，从而改变FLTR2脚上的比较电压；当两者相等时，芯片内的VT_2关断。R_8、C_{10}和晶体管VT_3用来设定开关控制器的关断时间，改变输出电流的线性斜率，即改变LED亮度。

LM3445工作于可变工作频率、固定开关时间，非隔离恒流控制电源通过外部功率开关管来驱动LED灯，是一种TRIAC调光方式，适用于路灯、景观灯、工业照明等领域。但各领域对LED照明的发光强度要求是不一样的，因此电路有些参量需经改动。

第 2 章　开关电源电路及 LED 调光照明设计理论

2.1　开关电源控制方式的设计

开关电源的设计多数采用脉宽调制（PWM）方式，少数设计采用脉冲频率调制（Pulse Frequency Modulation，PFM）方式，很少见到混合式调制方式。脉冲频率调制是将脉冲宽度固定，通过调节工作频率来调节输出电压。在电路设计上要用固定频率发生器来代替脉宽调制器的锯齿波发生器，并利用电压、频率转换器（例如压控振荡器）改变频率。稳压原理是：当输出电压升高时，控制器输出信号的脉冲宽度不变，而工作周期变长，使占空比减小，输出电压降低。调频式开关电源的输出电压的调节范围很宽，调节方便，输出可以不接假负载，详见图 2-1 所示的波形图。混合调制方式是指脉冲宽度与频率都不固定，都可以改变。目前这种调制方式应用得不是很多，产品类型也不多，只是在个别实验室中使用，其原因是两种调制方式共存，相互影响较大，稳定性差。再者，这种开关电源电路设计比较复杂，集成控制电路也不是很多。但是它的占空比调节范围很宽，输出电压能做到很低。

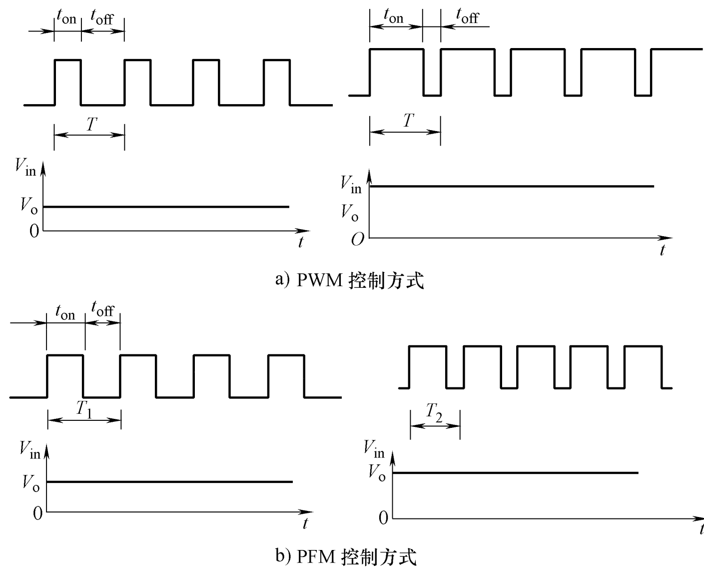


图 2-1　PWM、PFM 控制方式波形

2.1.1　脉宽调制的基本原理

开关电源采用脉宽调制方式的占很大比例，所以有必要对脉宽调制的基本原理加以了解。220V 交流输入电压经过整流（UR）滤波后变为脉动直流电压，供给功率开关管作为动力电源。开关管的基极或场效应晶体管的栅极由脉宽调制器的脉冲驱动。脉宽调制器由基准

电压源、误差放大器、PWM 比较器和锯齿波发生器组成，如图 2-2 所示。开关电源的输出电压和基准电压进行比较、放大，然后将其差值送到脉宽调制器。脉宽调制的频率是不变的，当输出电压 V_o 下降时，与基准电压比较的差值增加，经放大后输入到 PWM 比较器，加宽了脉冲宽度。宽脉冲经开关晶体管功率放大后，驱动高频变压器，使变压器一次电压升高，然后耦合到二次侧，经过二极管 VD 整流和电容 C_2 滤波后，输出电压上升，反之亦然。

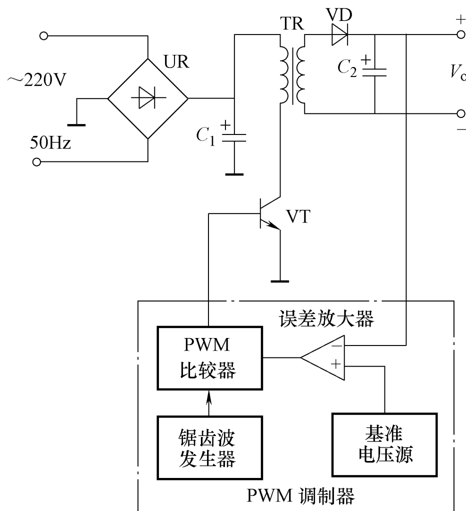


图 2-2　脉宽调制的原理图

设计脉宽调制要注意的是反馈信号的质量，反馈信号前沿要陡峭后沿要短触，设计时后沿要用斜坡校正，还要有误差补偿，各脉冲有一定的时间间隔，保证脉宽调制的稳定性和可靠性。

2.1.2　脉冲频率调制的基本原理

脉冲频率调制的过程是这样的：如图 2-3 所示，从输出电压中取出一信号电压并由误差放大器放大，放大后的电压与 5V 基准电压进行比较，输出误差电压 V_r，并以此电压作为控制电压来调制压控振荡器（VCO）的振荡频率 f。再经过瞬间定时器、控制逻辑和输出级，输出一方波信号，驱动 VT，最后经高频变压器 TR 和整流滤波电路获得稳定的输出电压 V_o。假设由于某种原因而使 V_o 上升或负载阻抗下降，控制电路立即进行下述闭环调整：$V_o\uparrow\rightarrow V_r\uparrow\rightarrow f\downarrow\rightarrow V_o\downarrow$。该循环的结果是输出电压 V_o 趋于稳定，反之亦然。这就是 PFM 的工作原理。假设电源效率为 η，脉冲宽度为 m，脉冲频率为 f，则有 $V_o=\eta mfV_1$。当 ηmV_1 确定后，通过调制 VCO 的振荡频率就可以调节输出电压 V_o，并实现稳定输出。需要指出的是：a、b、c 是压控振荡器外围元器件连接端，它们将决定振荡的工作频率和频率调制灵敏度；d 端为锯齿波电压输入端，由它改变定时器的定时时间。

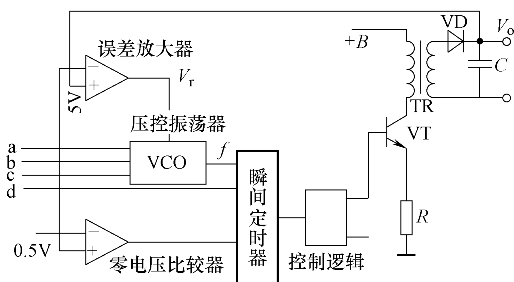


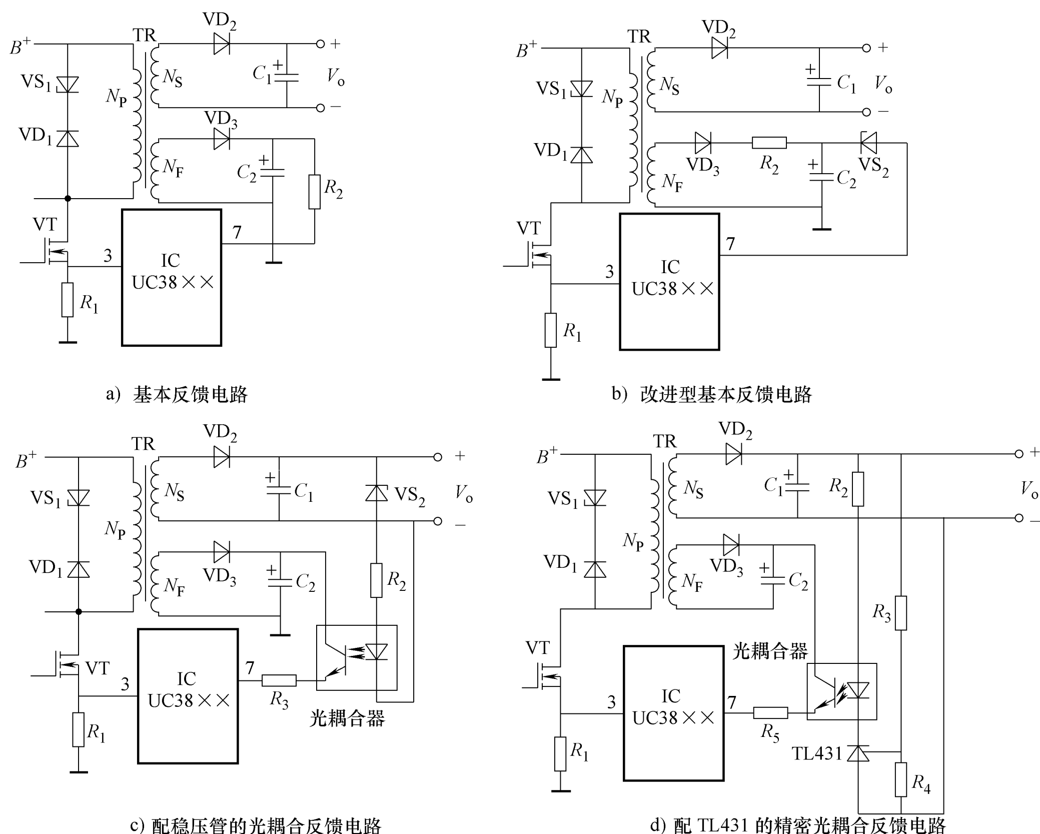
图 2-3　脉冲频率调制的基本原理

频率调制的优点是电路的硬件较少，电路简单，但定时器逻辑控制器要求严格对周围元器件紧密布局，连线越短越好，所用的电容的频率特性、绝缘电阻、精密度比较高。

2.1.3　开关电源反馈电路的设计

开关电源有两种工种模式：一种是连续模式（Continuous Mode，CUM），另一种是不连续模式（Discontinuous Mode，DUM）。这两种模式的主要差别是：在振荡周期中电路电感是否有电流存在。也就是说，在振荡周期中电感上的电流为零值时称为不连续模式，在振荡周

期中电感上的电流大于零的称为连续模式。连续模式能量是不完全传递的，不连续模式则为能量的完全传递。采用连续模式的转换器可以减小一次侧峰值电流和有效值电流，降低电路损耗。但连续模式要求增大变压器的一次电感，这将会使变压器的匝数增多、体积增大。不连续模式就是将高频变压器所储存的能量在每个关断周期内全部释放出去，所以要求高频变压器的一次电感量要小，以适合输出较大的功率。开关电源在采用哪种工作模式的同时，还必须联系到反馈。反馈的种类很多，电路也千变万化，但基本类型只有 4 种，即基本反馈电路、改进型基本反馈电路、配稳压管的光耦合反馈电路以及配 TL431 的精密光耦合反馈电路，如图 2-4 所示。图 2-4a 所示为基本反馈电路，这种电路在小功率开关电源中应用得较多，电路简单，成本低廉，有利于电源小型化，缺点是稳压性能差，电压调整率和负载调整率都不太理想。图 2-4b 所示为改进型基本反馈电路，它是在基本反馈电路的基础上加一只稳压二极管 VS_2 和电阻 R_2 而组成的。这样可使反馈电压稳定，负载调整率降低，输出电压的稳定性得到提高。图 2-4c 所示为配稳压管的光耦合反馈电路。当输出电压 V_o 发生变化时，光耦合器的发光二极管将发出不同亮度的光，外部电压与基准电压的差值经光耦合器接收后去控制集成电路 UC38 × ×进行调整，控制输出电压。该电路能使电源的负载调整率达到 1% 以下。图 2-4d 所示是配 TL431 的精密光耦合反馈电路，该电路在开关电源中应用得最多。它的效果最好，稳压性能最佳。用 TL431 代替稳压管 VS_2 构成外部误差放大器，对输出电压 V_o 作精细调整，组成精密开关电源，使电压调整率和负调整率均能达到 0. 2% 以下，应用十分广泛。



a) 基本反馈电路　b) 改进型基本反馈电路

c) 配稳压管的光耦合反馈电路　d) 配 TL431 的精密光耦合反馈电路

图 2-4　反馈电路的 4 种基本类型

2.2　开关电源各回路设计

2.2.1　开关电源输入回路设计

开关电源输入回路包括低通滤波和桥式整流滤波两大部分，虽然都是“滤波”，但它们的作用、功能不同，采用的方法也不一样。

1. 低通滤波回路的设计

低通滤波回路是开关电源输入的“大门”，电网电力就是经低通滤波进入的。它有两个作用：第一，防止输入电源窜入噪声干扰，同时还要抑制浪涌电压、尖峰电压的进入；第二，阻止、限制开关电源所产生的噪声，高频电磁干扰信号通过输入电线馈进入电网。图 2-5 所示是开关电源最常用的两种形式的低通滤波回路。图 2-5a 所示是单级低通滤波回路，图 2-5b 所示是双级串联式低通滤波回路。两种滤波回路对抑制电磁干扰（EMI）有不同的效果。因为不同波段的电磁波所产生的感抗是不一样的，因此设计电路所选用的电容和电感也就不同。对衰减电磁干扰的能力按照设计要求而定。从理论上说，电路的电抗是阻抗、感抗和容抗的矢量和，即 $Z_C=\sqrt{R^2+(2\pi fL-1/2\pi fC)^2}$。要想使电磁干扰不大于 8dB/μV，必须选用合适的电感、电容，以最大限度地提高电路抗干扰（包括射频干扰）的能力。

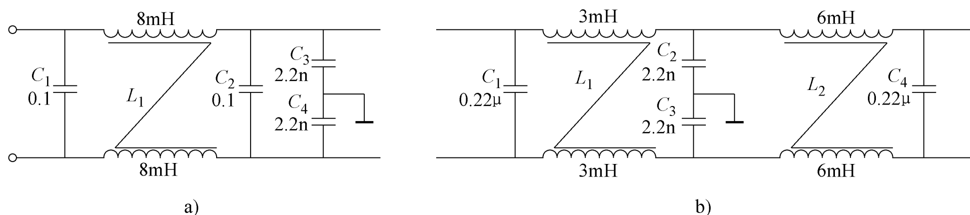


图 2-5　低通滤波回路

在图 2-5b 中，C_1、C_4 为抗串模干扰元件，用于抑制正态噪声，所用的电容是聚酯电容，也叫 X 电容。电感 L_1、L_2 和电容 C_2、C_3 是抗共模干扰元件，用于抑制共态噪声，所用的电容是薄膜电容或陶瓷电容，也叫 Y 电容。

2. 整流滤波回路的设计

开关电源一般采用电容输入型整流滤波回路。整流方式一般采用全波桥式整流。这里将介绍电容输入型整流滤波回路的设计方法。

输入电容 C_1 的容量是由输出保持时间以及直流输入电压要求的纹波大小决定的，而且流经电容的纹波电流在电容允许值范围内。这是因为 C_1 的纹波电流对电容寿命有很大影响，我们应特别注意。滤波电容大多采用电解铝作为电解质。

例题：有一开关电源的输入电压为 85(V_{min})～265V(V_{max})，输出功率（P_o）为 60W。（1）求输入电容的纹波电压（V_{cr}）和电容的使用寿命。（2）如何选用整流二极管。

设开头电源工作频率为 200kHz，效率为 85%，占空比 $D_{max}=0.5$。

（1）计算直流输入回路的平均电流 I_{dc}

由图 2-6 求得 $V_1/E_1=1.18$。

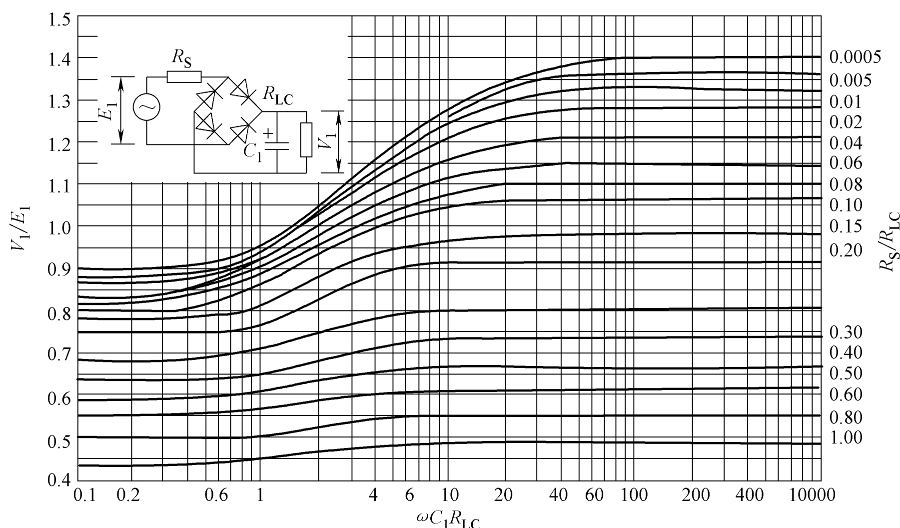


图 2-6　交流输入电压 E_1 与直流输入电压 V_1 的关系曲线

输入最低直流电压　　$V_{1(\min)}=85\times1.414\text{V}=120.2\text{V}$

输入电功率　　$P_i=P_o/\eta=60/0.85\text{W}\approx70.6\text{W}$

输入有效电流　　$I_{ds}=\dfrac{P_o}{V_{1(\min)}}=\dfrac{60}{120.2}\text{A}=0.5\text{A}$

输入回路平均电流　　$I_{dc}=I_{ds}D_{\max}=0.5\times0.5\text{A}=0.25\text{A}$

先设定 C_1 值，也可根据输出功率与滤波电容的比例系数（50～100W 选 2.0μF/W）进行计算，$C_1=KP_i=2.5\times70.6\mu\text{F}=176.5\mu\text{F}$，选 180μF。根据图 2-6 求出交流输入电压 E_1 与直流输入电压 V_1 的关系。电容的负载电阻 R_{LC} 为

$$R_{LC}=\frac{V_{1(\min)}}{I_{dc}}=\frac{120.2}{0.25}\Omega\approx480.8\Omega$$

（2）计算输入电容的纹波电压

设输入低通滤波电阻 R_S 为 12Ω，则

$$\frac{R_S}{R_{LC}}=\frac{12}{480.8}\approx0.025$$

$$V_{1(\max)}=\sqrt{2}V_{\max}=\sqrt{2}\times265\text{V}\approx375\text{V}$$

由图 2-7 和图 2-8 分别求得交流输入电流有效值 I_{ac} 和交流输入电流峰值 I_{acp}。

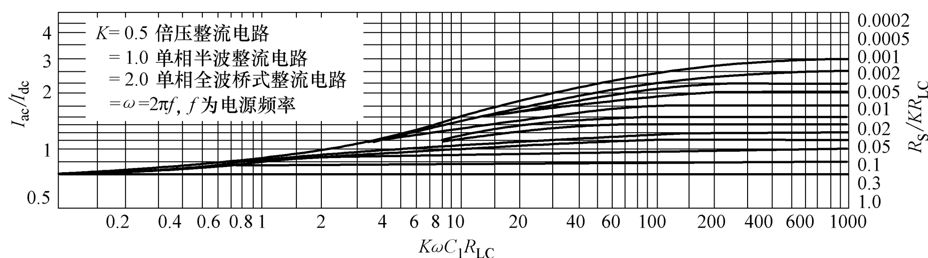


图 2-7　交流输入电流有效值与输出平均电流之间的关系

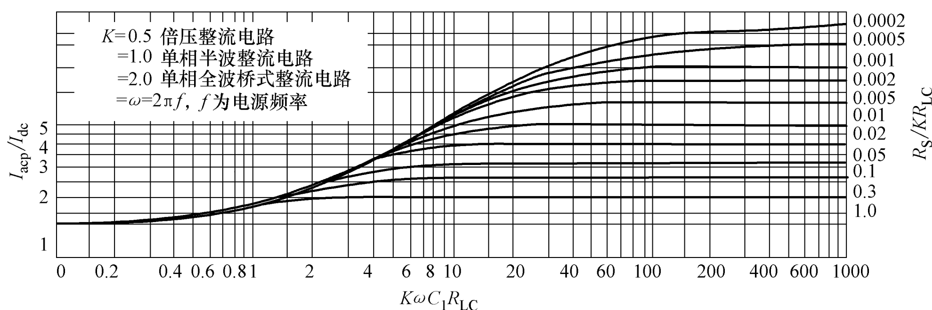


图 2-8　交流输入电流峰值与输出平均电流之间的关系

因为它是全波整流，故比例系数 K 取 2，$R_S/(KR_{LC})=3.0/(2\times480.8)\approx0.0125$。由图 2-7 查出 $I_{ac}/I_{dc}=1.6$，则 $I_{ac}=1.6I_{dc}=1.6\times0.25\text{A}\approx0.4\text{A}$。

由图 2-8 查出 $I_{acp}/I_{dc}=4.25$，则交流输入电流峰值 $I_{acp}=4.25I_{dc}=4.25\times0.25\text{A}\approx1.06\text{A}$。

$$I_{dc}t=C_1V_{cr}$$

则　　　纹波电压　　　$$V_{cr}=\frac{I_{dc}t}{C_1}=\frac{0.25\times7\times10^{-3}}{180\times10^{-6}}\text{V}\approx9.7\text{V}$$

式中，t 为整流器非导通时间，50Hz 时全波整流约为 7ms。设定这些参数的目的是求得流入 C_1 的纹波电流 $I_{CL(rms)}$。

对于市电交流频率与电路振荡频率，应分别计算电容 C_1 的纹波电流。市电交流频率的纹波电流 I_{r1} 为

$$I_{r1}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f^2(t)\,dt}$$

因输入电流平均值供给负载侧，峰值电流层叠包络电流不算在内，则负载电流为

$$I_{rL}=\sqrt{I_{ac}^2-I_{aca}^2}$$

式中，I_{aca}为交流输入电流半周期的平均值。

若设整流器的导电时间为 3ms，对电容进行充电，则

$$I_{aca}=\frac{t_{on}I_{acp}}{2T}$$

式中，T 与 t_{on}分别是交流电流周期与导通时间。若对交流电流以 50Hz 进行全波整波，则 $T=20\text{ms}$。

平均电流　　　$$I_{aca}=\frac{3\times10^{-3}}{20\times10^{-3}}\times\frac{1}{2}\times4.25\text{A}=0.32\text{A}$$

负载电流　　　$$I_{rL}=\sqrt{0.4^2-0.32^2}\text{A}\approx0.24\text{A}$$

再求振荡频率的纹波电流 I_{rh}。流经开关电源的电流有效值 I_{rms}为

$$I_{rms}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{t_{on}}I_{ds}^2\,dt}=I_{ds}\sqrt{\frac{t_{on}}{T}}=I_{ds}\sqrt{D}$$

式中，T 与 t_{on}分别为振荡频率的周期（20ms）和导通时间（10ms）。

$$I_{rms}=0.5\times\sqrt{0.5}\text{A}\approx0.35\text{A}$$

振荡频率的平均电流也直接供给负载，因此振荡纹波电流 I_{rh} 为

$$I_{rh}=\sqrt{I_{rms}^2-I_{dc}^2}=\sqrt{0.35^2-0.25^2}\text{A}\approx 0.24\text{A}$$

这样，电容的允许纹波电流（包括对频率的补偿系数）可按下式进行计算，其结果是电路电流不得超过 $I_{CL(rms)}$，否则电容工作在不安全状态下（不考虑环境温度）。

$$I_{CL(rms)}=\sqrt{\left(\frac{I_{rl}}{K_1}\right)^2+\left(\frac{I_{rh}}{K_2}\right)^2}$$

式中，K_1 为 100Hz 时的允许纹波电流系数，K_2 是 200kHz 时的允许纹波电流系数。如果采用耐压为 450V、容量为 180μF 的电容，在频率为 100Hz 时 K_1 为 1，频率为 200kHz 时 K_2 为 2.5。将其代入上式，则电容允许纹波电流 $I_{CL(rms)}$ 为

$$I_{CL(rms)}=\sqrt{\left(\frac{0.24}{1}\right)^2+\left(\frac{0.25}{2.5}\right)^2}\text{A}\approx 0.26\text{A}$$

（3）计算电容寿命

若变换器确定的最高温度为 60℃，机内温升为 15℃，电容器工作环境温度为 75℃。环境温度为 75℃时，补偿系数 K 为 1.32，50℃时允许纹波电流为 0.33A，则

$$I_{r75}=1.32I_{r50}=1.32\times 0.33\text{A}=0.436\text{A}$$

当环境温度为 50℃时，内部温升为

$$\Delta T_{65}=\Delta T_{75}K^2=4.25\times 1.32^2\text{℃}\approx 7.4\text{℃}$$

当环境温度为 75℃时，电流为 0.26A，内部温升为

$$\Delta T_{75}=\Delta T_{65}\left(\frac{0.26}{I_{r75}}\right)^2=7.4\times\left(\frac{0.26}{0.436}\right)^2\text{℃}\approx 2.63\text{℃}$$

电容器的寿命 L_V 为

$$L_V=L_0\times 2^{(75-65)/10}\times 4^{(5-4.6)/10}=2500\times 2^1\times 4^{0.04}\text{H}\approx 5285\text{H}$$

式中，L_0 为电容的保证寿命，可由生产商的产品目录查得。电容所承受的电压是最大输入电压的$\sqrt{2}$倍，实例中为 $265\times\sqrt{2}\text{V}\approx 375\text{V}$。所以电容 C_1 选用容量为 180μF、耐压为 400V、温度为 105℃的电解电容，在环境温度为 75℃时，承受最高电流为 2.64A。

（4）选用整流二极管

开关电源的整流桥是由 4 只二极管组成的，每两只二极管串联起来完成交流电压半周整流。因此，每只二极管中流过的电流 I_D 只有整个电流平均值的一半；每个二极管所承受的电压是最大反向电压的一半，即 $V_D=\frac{\sqrt{2}}{2}V_{1(max)}$。从上面计算得知：输入回路的峰值电流 $I_{acp}=4.25\text{A}$，输入回路的最大输入峰值直流电压 $V_{max}=2\sqrt{2}V_{1(max)}=2\sqrt{2}\times 265\text{V}\approx 750\text{V}$。选用二极管 1N5407，它的最高反向工作电压 V_{RM} 为 800V，额定整流电流 I_F 为 3.0A，完全能满足上例开关电源对整流二极管的要求。

2.2.2 开关电源驱动回路设计

1. 功率驱动的方式

开关电源功率晶体管有两种驱动方式：一种是直接驱动；另一种是隔离驱动。直接驱动有简单基极驱动、推挽驱动和抗饱和驱动 3 种，如图 2-9 所示。驱动信号 V_e 由 TTL 电路直接提供，也可由反馈控制信号提供。电路采用双电源（即 $\pm V$）供电的方式，以建立快速关

断反向电流。如果对工作速度要求不高或电源功率不大时，可采用单电源供电，此时应将负电源接地。图 2-9b 表示推挽驱动方式，驱动信号 V_e 为低电平时，VT_1、VT_2 导通（VT_1、VT_2 为复合管），经 *RC* 微分电路向 VT_4 提供基极驱动电流，使 VT_4 导通。当驱动信号 V_e 为高电平时，VT_1 截止，使 VT_3 导通，A 点快速进入低电平，经 *RC* 微分电路向 VT_4 提供反向基极电流，使 VT_4 加速截止。电容 *C* 在开关过程中起着加速导通和截止的作用。图 2-9c 所示电路在图 2-9b 所示电路的基础上，增加了钳位二极管 VD_2 和稳压二极管 VS，使 VT_4 工作于准饱和状态，从而更提高了电路的工作速度，也为冲击峰值电压起到了分压保护作用。

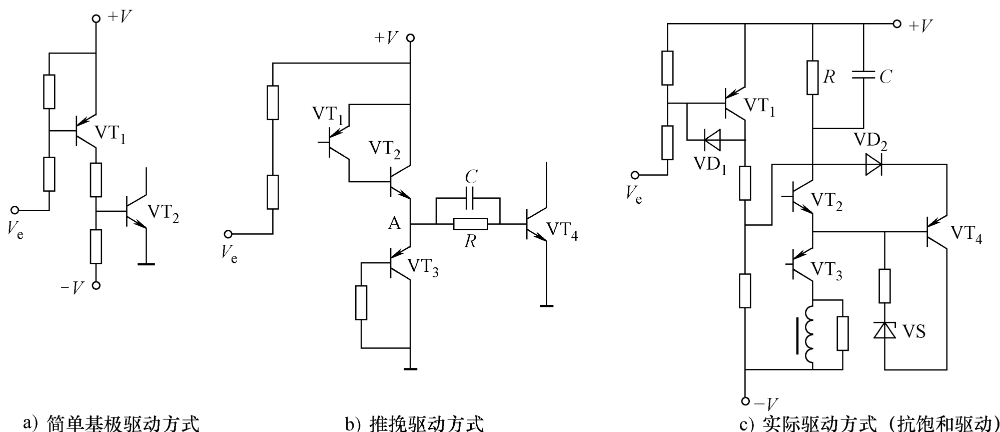


图 2-9　功率晶体管的直接驱动方式

很多开关电源要求主电路与控制电路隔离，隔离的目的是保证电路安全和提高电路抗干扰的能力。一般采用的隔离方式是用脉冲变压器和光耦合器进行隔离，如图 2-10 所示。在图 2-10a 中，当 VT_1 关断时，脉冲变压器的二次侧感应出电压，脉冲电流流向 VT_2 的基极，VT_2 由关断快速转向导通。图 2-10b 所示电路是利用光耦合器进行电信号传递。光耦合器所传递的电信号是毫安级的电流，这种信号不能直接驱动 VT_4，必须在控制脉冲的作用下加进 VT_2、VT_3 功率放大电路，才能达到脉冲调制驱动的目的。但是光耦合器在传递信号时有较大的时间延迟，这样会使传递的信号造成波形失真甚至畸变，不能准时触发或误触发，工作的频率也不能太高，限制了开关电源的小型化。

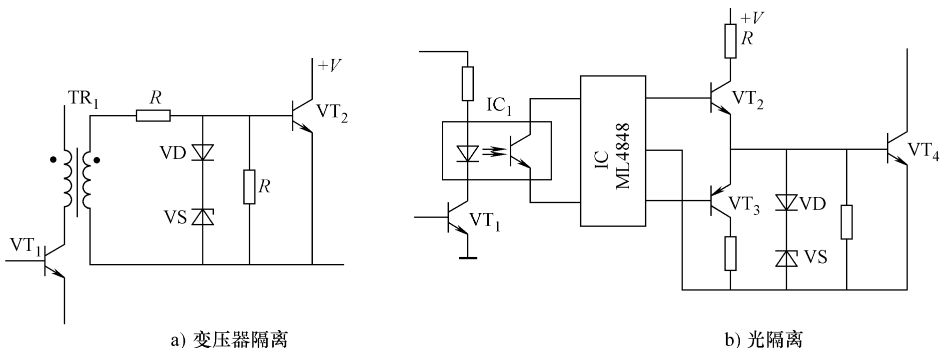


图 2-10　隔离电路

基极驱动信号要求脉冲前沿陡峭，而且还要有一定的时间间隔，使 VT_4 进入饱和或截止有一段时间缓冲，VT_4 有一个完全间歇状态，缩短 VT_4 的储存时间，为降低开关损耗创造条件。基极控制驱动电路在主电路发生故障时能及时、迅速地切断与主电路的联系，进行自我保护。

2. 功率驱动电路的驱动方法

（1）基极正向电流驱动

当放大晶体管的集电极加上额定工作电压后，在信号脉冲的作用下，便有 I_{B1} 电流经 R_F 流向 VT_2，使 VT_2 快速导通，如图 2-11a 所示。基极正向驱动的供电电流的偏置电路采用正向接法，正向偏置电阻 R_F 是限流电阻，其阻值由下式计算：

$$R_F=\frac{V_{CC}-V_{CE1}-V_{BE2}}{I_{B1}}$$

式中，I_{B1} 是正向偏置基极电流；V_{CC} 是正向偏置的供电电压；V_{CE1} 是放大晶体管 VT_1 的集电极-发射极的管压降；V_{BE2} 是驱动晶体管 VT_2 的基极-发射极的管压降。

在上式中，如果 V_{CC} 发生变化，也会影响到 I_{B1} 的变化，所以，在正向基极驱动电路中，对供电电源应采取稳压或钳位措施，以保证基极电流正向驱动的可靠性。

（2）基极反向电流驱动

基极反向电流驱动方法如图 2-11b 所示。反向偏置电路与正向偏置电路的最大不同点是电源极性相反。为保证反向偏置电流在反向偏置安全工作区顺利流通，必须满足基极电流关断的时间，否则，电路中存在残流，无法保证触发脉冲的完整性。由图 2-11b 可知，反向偏置基极限流电阻 R_P 的阻值由下式求得：

$$R_P=\frac{V_{EE}-V_{CE1}-V_{BE2}}{I_{B2}}$$

式中，I_{B2} 是反向基极偏置电流；V_{EE} 是反向基极偏置的供电电压；V_{CE1} 为放大晶体管 VT_1 的集电极-发射极的管压降；V_{BE2} 为驱动晶体管 VT_2 在关断期间基极与发射极间的电压。

反向偏置供电电压 V_{EE} 不得超过 VT_2 发射极与基极间耐压值的变化范围，否则，基极反向驱动将失效。

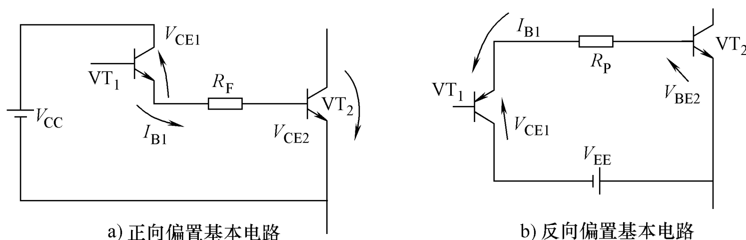


图 2-11　功率驱动电路的驱动方法

3. 开关功率管的选用

开关功率管是开关电源的重要部件，是关系到电源损耗、功率效率的关键器件。以图 2-12 为例计算开关功率管的主要参数。这些参数既不是选用的开关管反向耐压越大越好，也不是放大倍数越高越好用，而是综合电路参数及其承受的应力应平衡。首先计算开关管所承受的峰值电压 V_{dsp}。

$$V_{dsp}=V_{1(max)}\left(1+\sqrt{\frac{R_3t_{on(min)}}{10L_PT}}\right)\lim_{x\to\infty}$$

式中，R_3 是电路吸收电阻，根据图 2-12，$R_3=4.7k\Omega$；$V_{1(max)}$ 是输入最大直流电压，$V_{1(max)}=\sqrt{2}\times265V\approx375V$；$V_{1(min)}$ 是输入最小直流电压，$V_{1(min)}=\sqrt{2}\times85V\approx120V$；$L_P$ 是图 2-12 中绕组 N_1 的电感量，根据图 2-12 计算 $L_P=887\mu H$；$t_{on(min)}/T=D_{min}$，由 3.1.3 节得知 $D_{min}=0.2$。

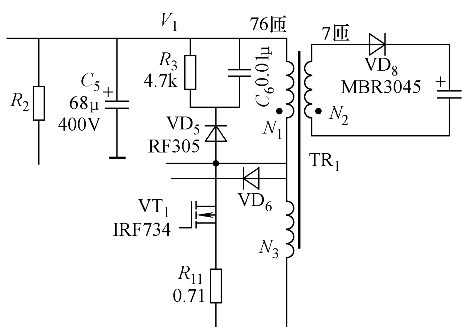


图 2-12　吸收回路

$$V_{dsp}=375\times\left(1+\sqrt{\frac{4.7\times10^3\times0.2}{10\times0.887\times10^3}}\right)V\approx497V$$

$$I_{ds}=I_o\frac{N_2}{N_1}=7\times\frac{7}{64}A\approx0.77A$$

式中，N_1、N_2 的值由 3.1.3 节计算所得。

图 2-13 所示，峰值电压为浪涌电压、吸收电压 V_{R3}、输入最大直流电压 $V_{1(max)}$ 之和。

开关功率管所消耗的总功率 P_{Q1} 为

$$P_{Q1}=\frac{1}{5}\left[\frac{1}{6}V_{1(min)}I_{ds1}t_1+\frac{1}{2}V_{ds}(I_{ds1}+I_{ds2})t_2+\frac{1}{6}V_{dsp}I_{ds2}t_3\right]$$

按图 2-14 分别计算开关管在导通时起点和终点的电流 I_{ds1}、I_{ds2}。

$$I_{ds1}=\left(I_o-\frac{\Delta I_L}{2}\right)\frac{N_2}{N_1}=0.1\times\left(7-\frac{0.7}{2}\right)A\approx0.66A$$

式中，ΔI_L 为电流在扼流圈上的波动值，按 10% 计进行计算。

$$I_{ds2}=\left(I_o+\frac{\Delta I_L}{2}\right)\frac{N_2}{N_1}=0.1\times\left(7+\frac{0.7}{2}\right)A\approx0.74A$$

上述式中 t_1、t_2、t_3、t_4 的值如图 2-14 所示。

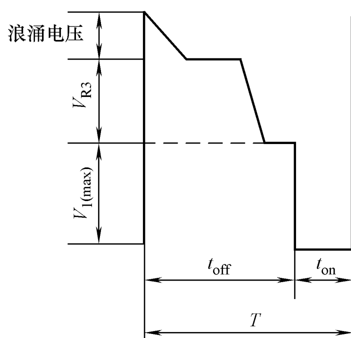


图 2-13　开关功率管电压峰值波形

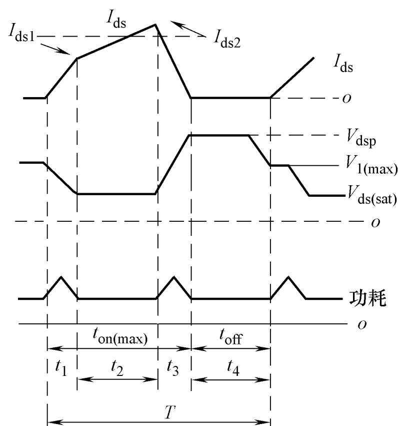


图 2-14　开关功率管的电压和电流波形

$t_1+t_2+t_3=t_{on(max)}$，$t_4=t_{off}$，t_3 为开关管的储存时间。

开关功率管 MOSFET 的 PN 结温度 T_j 越高，导通电阻 R_{ds} 越大，功耗也越大。当 T_j 超过

100℃时，R_{ds}是产品目录给出值的 1.5～2 倍。所以，开关功率管的损耗主要是由于 R_{ds} 而产生的。这时有必要加 t_{on} 进行计算，也就是在 $V_{1(min)}$ 时采用 $t_{on(min)}$ 进行计算。这里 VT_1 采用 IRF734，查技术参数表可知 $t_{on}=0.04\mu s$，$t_{off}=0.10\mu s$，$t_{on(max)}=2.0\mu s$。根据图 2-14，$t_2=(2.0-0.04-0.10)\mu s=1.86\mu s$。由上面公式求得

$$P_{Q1}=\frac{1}{5}\left[\frac{1}{6}\times100\times0.66\times0.04+\frac{1}{2}\times2\times1\times(0.66+0.74)\times1.86+\frac{1}{6}\times497\times0.74\times0.1\right]W$$

$$=(0.44+2.60+6.13)\times\frac{1}{5}W\approx1.83W$$

2.2.3　开关电源吸收回路设计

吸收回路如图 2-12 所示，它是利用电阻、电容和阻塞二极管组成的钳位电路，可有效地保护开关功率管不受损坏。VT_1 导通时，变压器 TR_1 的磁通量增大，这时便将电能积蓄起来。VT_1 截止时，便将积蓄的电能释放，变压器一次绕组中便有剩磁产生，并通过 VD_5 反馈到二次侧。剩磁释放完毕后，一次绕组 N_1 的电压 $V_{1(min)}$ 为

$$V_{1(min)}=\sqrt{2}V_{min}=\sqrt{2}\times85V\approx120V$$

$$V_{1(max)}=\sqrt{2}V_{max}=\sqrt{2}\times220V\approx310V$$

根据 2.2.2 节的计算，加在 VT_1 上的电压峰值 $V_{dsp}\approx497V$。又根据 3.1.3 节，$D_{min}=0.2$，$T=10\mu s$，则 $t_{on(min)}=2\mu s$，则吸收回路的电阻 R_3 为

$$R_3=2\left(\frac{V_{dsp}}{V_{p(min)}}-1\right)^2\frac{L_PT^2}{(t_{on(min)})^2}=2\times\left(\frac{497}{120}-1\right)^2\times\frac{0.887\times10^{-3}}{(0.2\times10^{-2})^2}k\Omega\approx4.37k\Omega\text{，取}4.7k\Omega\text{。}$$

时间常数 R_3C_6 比周期 T 大得多，一般取 5 倍左右，则

$$C_6=\frac{5T}{R_3}=5\times\frac{10\times10^{-6}}{4.7\times10^3}F=10.6\times10^{-9}F\approx0.01\mu F$$

用开关管 MOSFET 上的峰值电压（V_{dsp}）减去图 2-12 中 R_3 两端的电压 V_{R3}，就是阻塞二极管 VD_5 所承受的电压。

$$V_{R3}=\frac{1.5V_S}{n}$$

式中，V_S 是 3.1 节中正激式变换电路高频变压器的二次电压，$V_S=13.3V$；n 是该变压器的电压比，$n=7/64\approx0.109$。

$$V_{R3}=1.5\times\frac{13.3}{0.109}V\approx183V$$

所以，VD_5 所承受的电压为 $V_{dsp}-V_{R3}=497V-183V=314V$，选用耐压值为 400V 以上、电流值在 0.8A 以上的高快速恢复二极管 UF4004。

2.2.4　开关电源保护回路设计

1. 过电流保护电路

过电流包括电源负载超出规定值和电源输出电路出现零负载（即短路）。图 2-15 所示电路是利用桥式检测原理，对电路进行过电流保护。图 2-15a 和图 2-15b 只是检测电阻 R_S 的位置不同，其工作原理完全是一样的。由 R_1、R_2、R_S 和负载构成桥式电路，反馈放大器的增益较高时，只要输出电流稍过载，输出电压就急剧下降。即使 R_4 为无穷大，$R_3=0$，

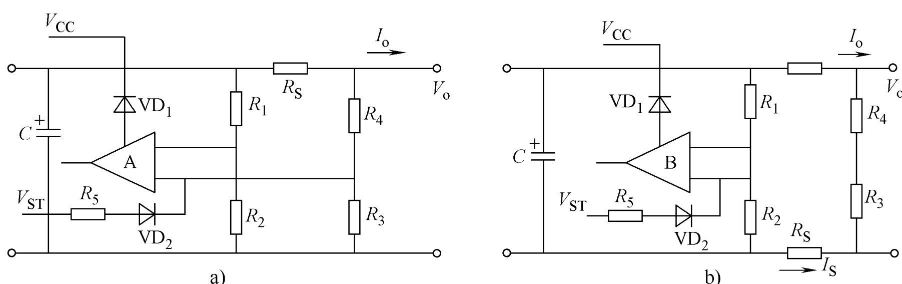


图 2-15　桥式过电流保护电路

但工作原理不变，理论上输出电压为零，过电流保护工作点也是零。V_{ST}是启动电压，用于防止电源启动时出现故障。V_{ST}值的设定要求是启动二极管 VD_2 必须截止，对过电流设定值 I_M 没有任何影响，这样启动时不会影响过电流保护，如图 2-15b 所示。启动电压 V_{ST}的大小决定输出短路时的短路电流 I_S：

$$I_S = \frac{V_{ST}}{V_S}\left(\frac{R_1}{R_1 + R_5}\right)$$

因此，对于过电流保护电路桥，只要桥电压改变极性，输出极性也将改变，有可能会发生短路故障。如果将两个电源 a 和 b 串联起来，则可以避免因桥电压极性改变而发生故障。

图 2-16 所示电路是恒流型限流电路与断开型过电流保护电路相结合的组合型保护电路。

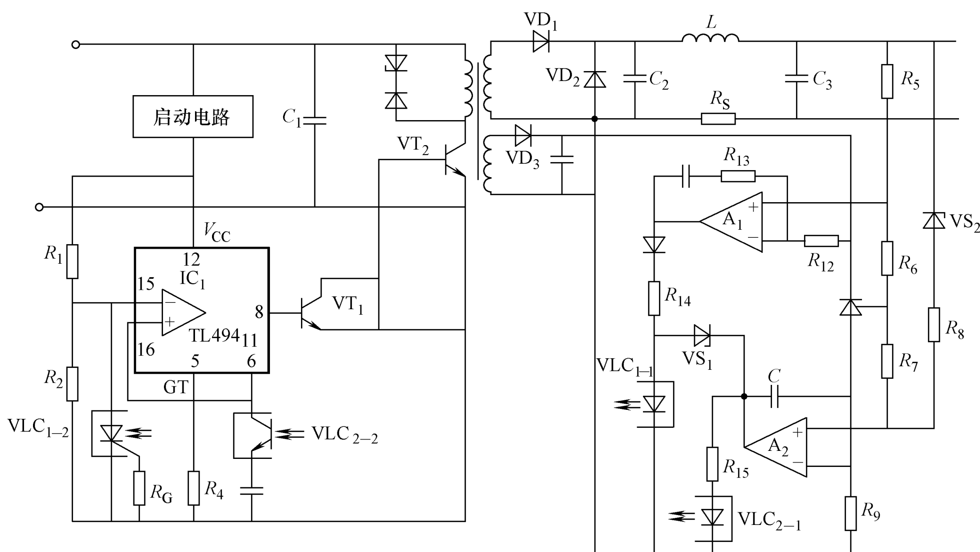


图 2-16　组合型保护电路

电路中恒压用反馈放大器 A_1 的输出电压去控制 VLC_{1-2}，使电压保持稳定。放大器 A_2 用来检测电路中电流的情况，它的输出驱动电路 VLC_{2-1}的功能是恒流。另一方面，放大器 A_2 的输出控制着 VLC_{1-1}、VLC_{1-2}。当 IC_1 的 16 脚电平下降时，开关晶体管的驱动脉冲信号消失，达到保护的目的。电路中稳压二极管 VS_1 用于防止 VLC_{1-2}误动作。当 VS_1 的稳定电压达到稳定值范围后，VLC_{1-1}才能获得足够的导通电压，通过 A_2 电流检测，驱动

VLC_{2-1}，执行电路恒流工作。电容 C 是电压负反馈元件。

在图 2-17a 所示电路中，开关晶体管 VT_1 和 VT_2 的发射极接入电阻 R_S 用来检测过电流。当电路发生过电流时，R_S 上的电压会上升，其结果是 VT_4 导通，VT_3 也导通，基准电压加到 TL494 的 CON 端，使 CON 端输出截止，从而防止了过电流。TL494 的输出端 Q 断开后，开关晶体管 VT_3、VT_4 相继截止，CON 端返回到正常电平。在此期间，TL494 内的双稳态谐振振荡器也将翻转。这时，CON 端为正常电平，在三角波电压下降前，$\overline{Q}$ 端输出脉冲。这样，从 $\overline{Q}$ 输出到 Q 输出的时间是控制电路的滞后时间，因而空闲时间很短，如图 2-17b 所示。如果开关晶体管 VT_1 与 VT_2 同时导通，会使开关管损坏。为防止这种现象出现，必须采取一定措施。当 VT_4 导通时，VT_3 与 VT_5 也导通，在电阻 R_S 上产生压降，但是 VT_3、VT_4、VT_5 加的是正反馈电压，所以 VT_3 和 VT_5 仍继续导通。在 1 个周期里，CON 端不再返回到正常工作时的电平，这时双稳态多谐振荡器不会发生翻转。如果振荡电容 C_T 放电到放电电压的谷点，VT_5 的导通电流由于 VD_1 的分流而截止，随后 VT_3 也截止，防止了 VT_1 与 VT_2 同时导通而损坏开关晶体管。当 CON 端转为正常电平后，电路进入下一个工作循环周期。

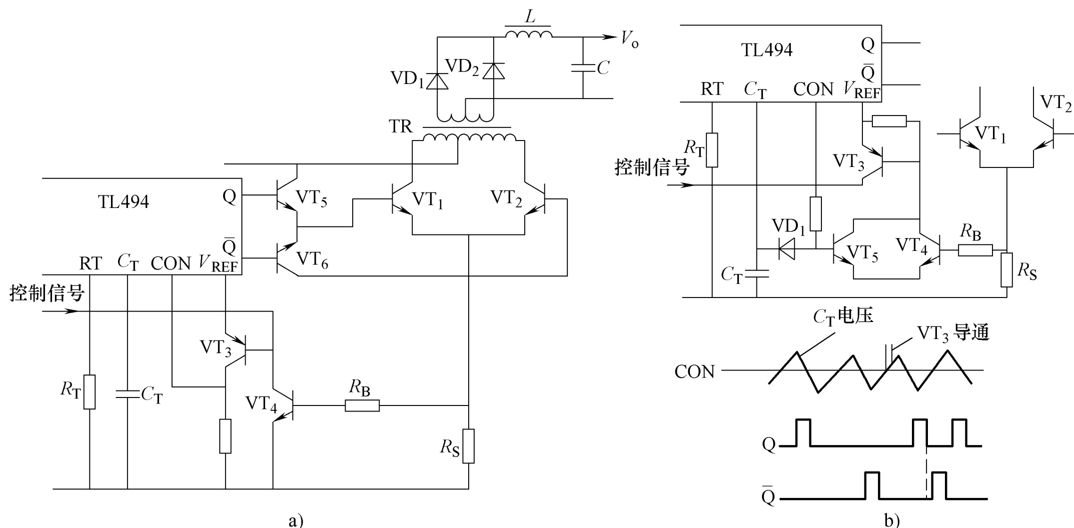


图 2-17　TL494 过电流保护电路

2. 过电压保护电路

过电压保护是开关电源用得最多的一种保护方式。过电压大多发生在以下情况下：检测电路断开，控制电路损坏，或者供电电源突然发生电压变化。过电压发生时，首要任务是保护负载，其次是保护开关功率管。对于输出只有 5V 的开关电源，大部分都设计有较好的、响应及时的过电压保护电路、过电流保护电路以及过热保护电路。一旦发生过电压，一般所采取的措施是振荡电路停振，关闭驱动脉冲。因此，若过电压保护电路动作后，再启动电源工作时，必须断开电源才能恢复正常工作。

开关电源最简单的过电压保护措施是在输入电路中并联一只氧化锌压敏电阻。当电网电压出现瞬时尖峰脉冲时，压敏元件可以进行削波钳位。如果过电压情况比较严重，压敏电阻则会击穿导通，这时将熔丝烧毁，使开关电源得到保护。只要输入电源电压低于压敏电阻的

压敏电压值，压敏电阻则呈现高阻状态。由此可见，压敏电阻的压敏电压值必须高于最高交流输入电压的峰值，并且还应考虑熔丝系数（$K=1.2\sim1.5$）。对于 220V 的工频输入电压，通常选用压敏电压为 380～420V 的压敏电阻，大多数选用 420V 的压敏电阻。

还有过电压保护采用稳压二极管的，不过要注意的是稳定电压是随着稳压二极管电流与温度的变化而变化的，所以在选用稳压二极管时，必须选用性能稳定、电压漂移非常小的产品。用光耦合方式进行过电压保护的电路如图 2-18 所示。当输出电压（V_o）由于某种原因急剧升高时，二极管 VD_2 反向击穿，使光耦合器 P613G 中的发光二极管的电流增大，同时光敏晶体管的电流也增大，使晶闸管触发而导通。这时供电电压 V_{CC} 由于晶闸管的导通而下降。电阻 R_4 使光耦合器的电流转换为触发电压，电容 C_1 将触发电压微分为尖脉冲，使触发脉冲可靠准确，保证晶闸管导通的快速性和准确性。

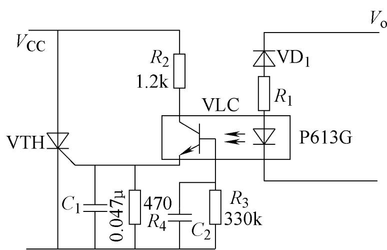


图 2-18　光耦合晶闸管过电压保护电路

当输出电压为 5V 时，VD_1 选用 HZ5C3 或者 1N5993B，电阻 R_1 选用 10Ω 电阻；当输出电压为 12V 时，VD_1 选用 1N6002B，电阻 R_1 选用 51Ω 电阻；当输出电压为 24V 时，VD_1 选用 1N6009B，电阻 R_1 选用 10Ω 电阻。

图 2-19 所示电路是用分立元件构成的过电压保护电路。

两只晶体管采用 PNP 型和 NPN 型不同型号的管子组成复合晶体管，对过电压起着保护作用。由图 2-19 得知，电路的反馈电压 V_{FB} 经稳压二极管 VS 稳压后，由电阻 R_1 分压，控制 VT_2 的工作状况。在输出电压正常时，V_G 较小，VT_1、VT_2 截止，过电压保护电路不工作。当输出电压 V_o 出现过电压时，反馈电压 V_{FB} 升高，控制电压 V_G 也升高，使得晶体管 VT_2、VT_1 导通，A 点的电压 V_e 下降，控制 IC_1 关闭驱动脉冲，振荡器停振，起到保护作用。稳压管 VS 的稳定电压与 VT_2 的发射极电压之和（即 V_Z+V_{BE2}）小于反馈电压 V_{FB} 时，就进行过电压保护。一般 V_{FB} 为 12V 左右（对光耦合电路）。

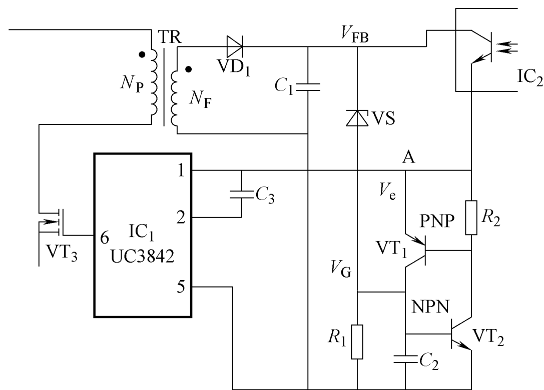


图 2-19　由分立元件构成的过电压保护电路

3. 欠电压保护电路

欠电压保护对于我国目前的电力供应情况来说是非常需要的。往往由于供电电压过低，开关电源无法启动，甚至烧毁，因此必须采取欠电压保护措施。图 2-20 所示是由光耦合器等组成的欠电压保护电路。

当输入市电电压低于下限值时，经过整流桥（未画出）整流、电容 C_3 滤波的直流电压 V_1 也较低，经电路电阻 R_1、R_2 分压后使 V_B 电压降低。当 VT_1 的基极电压 V_B 低于 2.1V 时，VT_1、VD_4 均导通，迫使 V_C 下降。当 $V_C<5.7V$，立即使 IC_1 的 7 脚（比较器输出端）电压下降到 2.1V（正常值为 3.4V）以下时，IC_1 脉宽调制输出高电平，造成 PWM 锁存器

复位，立即关闭输出。这就是光耦合输入、欠电压保护的工作原理。

设 VT_1 的发射结电压 $V_{BE}=0.65V$，VD_4 的导通压降 $V_{F4}=0.65V$，IC_1 的正常工作电压 V_C 的下限电压为 3.4V。显然，当 VT_1 和 VD_4 导通时，VT_1 的基极电压 $V_B=V_C-V_{BE}-V_{F4}=3.4V-0.65V-0.65V=2.1V$，可将 2.1V 作为 VT_1 的欠电压阈值。

$$V_B=\frac{V_1R_2}{R_1+R_2},\ R_2=\frac{V_B}{V_1-V_B}R_1$$

设电源输入最低电压 $V_1=100V$，$R_1=1M\Omega$，$V_B=2.1V$，将其代入上式，可计算出 R_2 的值。

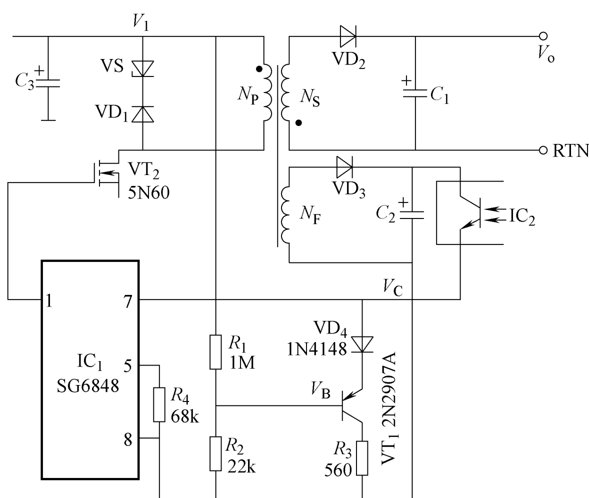


图 2-20　光耦合欠电压保护电路

$$R_2=\frac{2.1}{100-2.1}\times1\times10^3\Omega\approx21.45k\Omega，取22k\Omega$$

为了降低保护电路的功耗，反馈电压 V_{FB} 应在 12 ~ 18V 范围内取值。如果供电电源突然发生断电，直流电压 V_1 也随 C_3 的放电而衰减，使输出电压 V_o 降低。一旦 V_o 降到能自动稳压范围之外，电容 C_2 开始放电，使 V_C 电压上升，同样也使 IC_1 的 PWM 信号的宽度变宽，使输出电压上升，起到稳压作用，但是这种稳压范围很小。

4. 过热保护电路

开关电源的耐温性能和防火性能不仅直接关系到开关电源的可靠性和使用寿命，而且还直接关系到发生火灾的危险程度，关系到人们的生命财产安全。

开关电源的热源主要是高频变压器、开关功率晶体管、整流输出二极管以及滤波用的电解电容，其中高频变压器、开关功率晶体管及整流输出二极管的温升比较突出。为了防止开关电源因过热而损坏，设计开关电源时不仅要求必须使用高温特性良好的元器件，同时要求电路、印制电路板（PCB）、高频变压器等设计合理、制作工艺先进，并且需要采取过热保护措施，这些都是为保证安全所必须具备的条件。

为了抑制开关功率晶体管的温升，除选用储存时间短、漏电流小的晶体管（包括 MOSFET）外，最简便的方法是给晶体管表面加装散热片。事实证明，晶体管加装散热片后，电源的稳定性将大大提高，失效率明显降低。电子开关过热保护措施的作用是在开关电源中容易发热的元器件或电源外壳的温度超过规定极限值之前，切断开关电源的输入线，或强制关闭调制脉冲输出，停止高频振荡。

开关电源过热保护的类型可分成以下几类：自动复位型，手动复位型，不可更新、非复位（熔丝）型以及可提供等效过热保护的其他各种类型。

过热保护器与开关电源构成整体。最基本的放置要求是不能受到机械碰撞，便于拆装；在保护器的功能与极性有关系时，则用软线连接，插头不带极性的设备应该在两根引线上都有过热保护器；保护器的电路断开时，不影响开关电源的正常工作，更不能引起火灾或损坏电气设备。通常开关电源的电路板面积和壳体内的空间都比较小，采用过热保护器有一定的难度。如果过热保护器确实难以放下，可以采用温度熔丝或热敏电阻

作为过热保护器。将它贴在高频变压器或功率开关管壳体表面上，当温度升高到一定值（一般为 85℃）后，过热保护开关就能自动切断电源。对于独立式开关电源，可以采用过热保护电路。这类保护电路一般利用硅材料 PN 结晶体管（如 3DG42）的发射结或热敏电阻作为温度传感器，各种控制电路在工作原理上大致一致，只是元器件配置不太一样。利用热继电器和晶闸管器件组成的过热保护器，由于电路比较简单，所用元器件少，常在开关电源中被采用。

如果开关电源采用了带有过热保护功能的控制及驱动集成电路，这时不需增加任何外围元器件或只需增加非常少量的外围元器件，就可以起到过热保护的作用。

以 KA7522 为代表的开关电源控制及驱动集成电路没有内置 PN 结温度传感器，只含有过热关断电路。对于这类控制集成电路，只需在它的外部接一个温度传感元件，具体的过热保护电路如图 2-21 所示。

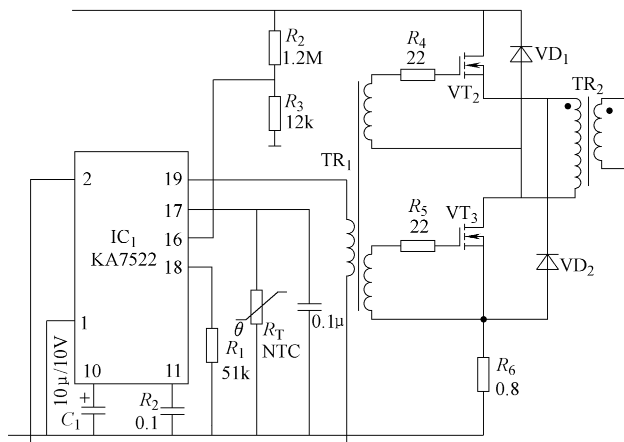


图 2-21　KA7522 过热保护电路

在图 2-21 中，R_{T} 是 NTC 热敏电阻，它在电路板上应紧贴易发热的元件，只要发热元件的温度达到或超过 85℃，IC_1 的 17 脚上的电压就会降到 0.85V 以下，IC_1 则关断内部的驱动电路，使其 2 脚及 19 脚输出的电平为低电平，开关电源停止工作。当温度降低到 50℃时，IC_1 利用 18 脚的电压温度滞后特性，将重新启动，调制脉冲重新输出，开关电源开始工作。由此可见，采用具有过热关断电路的控制集成电路，可使过热保护变得十分简单，而且集成电路本身的价格也很低，其性能价格比是很高的，值得推广。

2.2.5　开关电源软启动回路设计

开关电源接上电源后，驱动脉冲逐渐加宽到设计值，使输出电压 V_o 慢慢建立，这个过程就是软启动。开关电源如果具有软启动功能，就可以防止负载电流 I_o 或电源输入电流 I_S 的大电流冲击，以免损坏开关电源。

软启动的电路很多，多数采用 RC 延时电路。与软启动相反的就是硬启动。硬启动就是强制性地在开关的“关”和“开”过程中加进电压。理论分析：开关导通时，开关上的电流上升和电压下降是同时进行的；开关截止时，电压上升和电流下降也是同时进行的。这样，电流和电压的输入波形叠加便产生开关损耗，这种损耗会随着频率的提高而急速增加。与此同时，当电子开关截止关断时，电路中的电感元件还会感应出尖峰电压。这种电压也会随着开关频率的变化而急剧改变，搞不好的话，很可能使开关器件击穿。另外，电子开关高电压导通时，储存在开关器件结电容中的能量不能全部释放出去，在器件内将电能转换为热能而耗散掉，而且这种消耗也是随着频率的升高而增加。如果开关管在截止期间有导通动作，很容易产生很大的冲击电流，对器件的安全运行造成危害。这是开关电源在硬启动条件下的一些实际存在的问题。软启动技术必将在开关电源中得到广泛应用。

1. 软启动电路的作用

现在很多开关电源都采用硬启动的方式，一通电开关电源就进入工作状态。这种“强制性”启动方式，不仅会对开关电源本身带来损害，还有可能在负载电流（I_o）或输入电流 I_S 上会产生一个大的冲击电流，负载电压 V_o 会超越界限，更重要的是可能产生双倍磁通。什么是双倍磁通呢？开关电源在启动瞬间会产生饱和现象，这种现象在没有设计软启动的半桥式、全桥式和推挽变换式开关电源电路里最容易出现。为了增加高频变压器的磁感应强度，取单向磁化值的两倍，就是摆幅值在峰-峰值之间取值。设计时，为了避免产生双向磁化，可减少半桥式、全桥式、推挽变换式高频变压器的一次绕组的匝数，这样的结果反过来会对开关电源的效率、开关功率管承受的应力带来不好的影响。这种方法不可采用。

电源在稳态工作时，磁心是这样工作的：磁心在关断（t_{off}）时间内，在变压器二次侧的续流二极管和滤波电感的作用下，输出的续流受到钳位，在每半周期开始时刻磁感应强度不是 $+B$ 就是 $-B$，这就是最大磁感应强度摆幅值，在稳态半周期内将是 ΔB 的 2 倍。这种现象还存在潜在的问题，比如说，在变换器刚加进电源 V_S 的瞬间，开关管开始导通，在稳态运行时，可能出现磁心中有双倍磁通的现象。因为在原始磁感应强度起始点磁偏移非常接近于零，从这个开始点开始，2 倍 ΔB 的实变磁感应强度（即峰-峰摆幅）将导致在第一个半周内出现磁心饱和，存在烧毁元器件的可能性。在实验室里，往往在电源未通电之前，各种测试对电源不产生什么影响，认为是安全的、可靠的，可是等到一通电，开关管就烧毁了。这就是双倍磁通效应的恶果。

为了防止出现这种双倍磁通效应，第一，可减小工作磁感应强度，但这样做的结果是减小了磁心的利用率，这是不可行的。第二，可增加软启动环节，在稳态半周期内不出现磁心饱和现象。在启动时减小导通脉冲宽度，直到磁心在每个周期内开始工作时，逐渐建立在 $-B$或者 $+B$ 上而不是 $2\Delta B$ 上，就不会出现双倍磁通。这种软启动方法是解决双倍磁通效应最可行的方法。

2. 软启动电路的设计

图 2-22 所示的是一种软启动性能较好的电路。

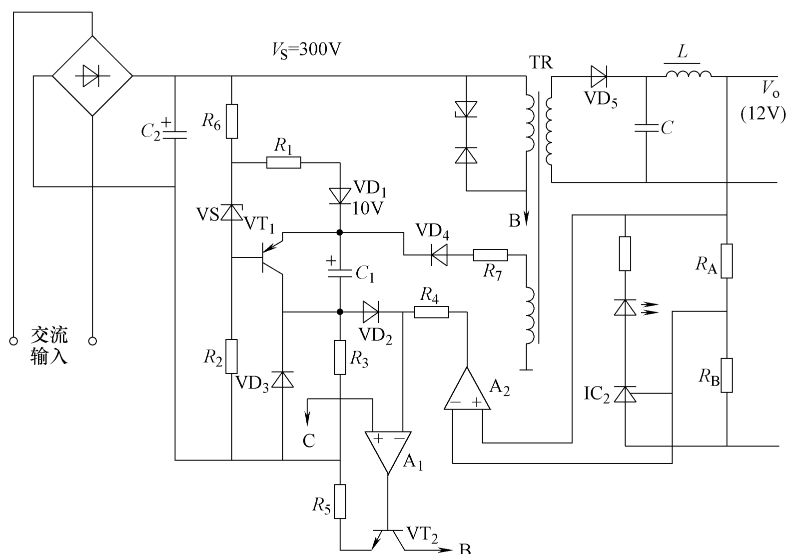


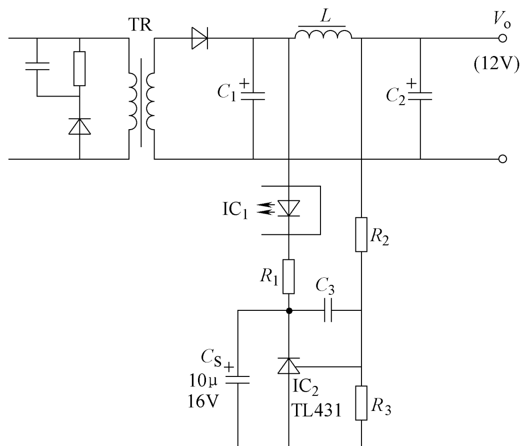
图 2-22　带有运放的软启动电路

电源接通时，通过 R_6、R_1、VD_1 的10V电压较快地建立起来（相对 $V_S=300V$ 而言）。这时，C_1 的端电压为零。10V电压经 R_3 对 C_1 充电，R_3 上的电压经 VD_2 加到运算放大器 A_1 的反相端。A_1 的输出为负，这时不可能有脉冲输到驱动回路。当一次电压 V_S 加到变换电路上后，C_1 充电到一定电压时，电压加到 VT_1 的发射极和集电极之间。由于电阻 R_2 的存在，VT_1 导通。VT_1 导通后，充电电容 C_1 开始放电，这一状态一直维持到没有脉冲产生。当 V_S 电压加到变换电路上已达到200V时，稳压管VS击穿，VT_1 截止关断，C_1 放电停止。在10V电压的作用下，电流流经 R_3 形成电压 V_{R3}，向电容 C_1 充电。随着充电电流的减小，R_3 上的电压 V_{R3} 逐渐降低，A_1 的反向输入端电压由负值逐渐变为零。在同相端三角波的作用下，放大器 A_1 逐渐有调制脉冲加宽输出，这就达到了软启动的目的。

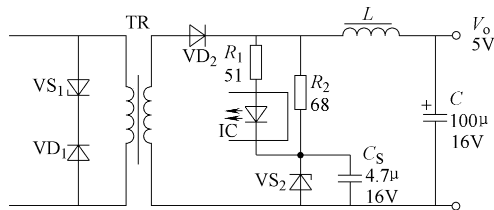
A_2 为误差放大器。从输出电压 V_o 中引出的信号加到 A_2 的同相端，A_2 的输出信号经 R_4 控制 A_1 的反相输入端。C_1 虽经 R_3 充电，但 VD_2 反向偏置，C_1 不会影响脉宽调制。当电源关断时，C_1 又使 VT_1 导通，把 C_1 上的电压放完，为下一次充电做好准备。

这个电路不仅提供延迟软启动功能，而且还具有低压保护功能，调整好后可以防止启动瞬间的双倍磁通效应。

图2-23所示的是两种光耦合软启动电路。在图2-23a中，软启动电容 C_S 并接在精密稳压源 IC_2（TL431）的阴极和阳极之间。当电路刚接上电源时，由于启动电容 C_S 的两端电压不能突变，$V_{AK}=0$，IC_2 不工作。随着整流器输出电压逐渐升高并由光耦合器中发光二极管上的电流和 R_1 上的电流对 C_S 充电，C_S 上的电压不断升高，IC_2 逐渐转入正常工作状态，输出电压就在延迟时间内慢慢上升，最终达到额定的输出电压值 V_o。



a) 精密耦合软启动电路



b) 普通光耦合启动电路

图2-23　两种光耦合软启动电路

软启动是变换电路的正常方式启动，它有助于减少元器件所受的应力。图2-23a所示电路是一个非常重要的电路，具有实际功效，特别对输入阻抗很高的变换电路（如半桥式、全桥式、推挽式变换电路）更为有效。图2-23b所示电路在稳压管的两端并接一只4.7～22μF的电解电容 C_S，它的工作原理与图2-23a所示电路相同，具有延时启动功能。延时时间的长短与开关电源输出功率的大小有关，大功率电源一般要延时30～45ms，中小功率的

电源只要延时 10～30ms 就可以了。电源的延时时间主要决定于启动电容的容量，另外还与电源电路的输入阻抗有关。一个高输入阻抗的电源，它的启动时间就长。当然，启动时间也与电路中元器件的参数有关。对启动时间要进行调整，延时时间不能太长，否则会影响控制灵敏度。

2.2.6　开关电源多路输出反馈回路设计

许多电子产品（如自动化仪表、机顶盒解码器、传真机、录像机、彩色电视机等）都需要多路输出电源，多路电流负载要求各路电压都得到稳压。一般开关电源是不能满足上述要求的，因为多路输出往往存在不平衡问题。所谓不平衡是指这个电源某一路的输出电流 I_{o1} 连同输出电压 V_{o1} 调好了，等到调节第二路输出电流 I_{o2} 时，第一路输出电压 V_{o1} 下降了。调好了第一路，第二路变了，再调好第二路，第一路又变了。很是麻烦，更不要说第三路、第四路了。

多路输出反馈电路也有 4 种类型：基本反馈电路、改进型基本反馈电路、配稳压二极管的光耦合反馈电路以及带精密稳压源的光耦合反馈电路。其中以带精密稳压源的光耦合反馈电路用得最多，这是因为它的性能最好。多路输出开关电源也有两种工作模式：一是连续模式（CUM），其优点是能提高控制芯片的利用率；二是不连续模式（DUM），其优点是在输出功率相同的情况下，能采用尺寸较小的磁心，有利于减小高频变压器的体积。多路输出开关电源一般采用连续模式，因为要提高芯片的利用率。但是二次绕组如何绕制，怎样提高高频变压器的效率以及降低漏感，又是一个新的问题。

1. 多路输出反馈电阻的计算

多路输出是以开关电源总功率不变为前提，还要注意改善负载调整率，减小电磁干扰，消除峰值双倍磁通效应，增强软启动功能，实现多路对称输出。图 2-24 是实现上述要求的多路输出开关电源原理图。

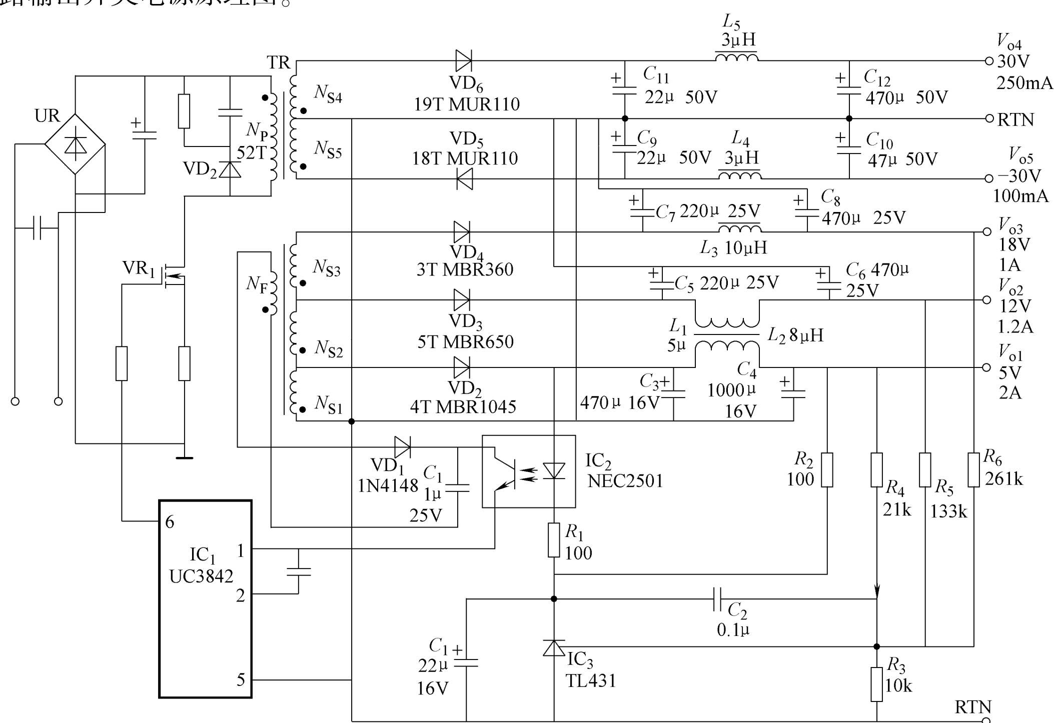


图 2-24　多路输出开关电源原理图

图 2-24 所示开关电源共有 5 路输出，其中 V_{o1}、V_{o2}、V_{o3} 分别输出 5V/2A、12V/1.2A、18V/1A，V_{o4} 和 V_{o5} 是对称的 ±30V 输出，总输出功率约为 53W。由图 2-24 可见，V_{o1}、V_{o2}、V_{o3} 为主输出，主输出电路分别引出 3 路反馈控制信号；V_{o4} 和 V_{o5} 是辅助输出，采用正负对称输出电路，未加反馈控制。主输出电路因为有反馈控制，虽然各路的负载电流高到 1 ~ 2A，但是当各路负载发生变化时，不会互相影响。图 2-25 所示是 3 路同时提供反馈的电路。

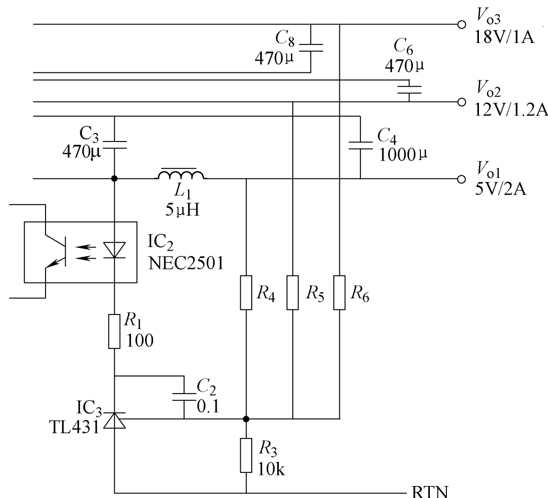


图 2-25　V_{o1}、V_{o2}、V_{o3} 3 路同时提供反馈的电路

在图 2-24 中，高频变压器的 N_{S1}、N_{S2}、N_{S3} 3 组绕线采用堆叠式绕法。在前面 3 组绕完后，后面两组也采用堆叠式绕法，只是两组分开罢了。由图 2-24 可见，从 V_{o1}（5V）主输出电路引出反馈信号后，其余两组主输出 V_{o2}、V_{o3} 紧随其后，同时从各输出端也增加了反馈。电阻 R_4、R_5、R_6 的一端并接在 R_3 上，另一端各接各组电压输出端。这样，各组输出电压都得到了极好的稳定性，各组输出的负载电流从 10% 变化到 100% 输出的负载调整率分别为 $S_{I1}=\pm1.2\%$，$S_{I2}=\pm1.0\%$，$S_{I3}=\pm0.08\%$。下面谈一下各组输出反馈电阻的计算方法。

V_{o3}（18V）输出的反馈量由 R_6 的阻值决定，V_{o2}（12V）输出的反馈量由 R_5 的阻值决定，V_{o1}（5V）输出的反馈量由 R_4 的阻值决定。首先计算各路反馈电流 $I_{F1}\sim I_{F3}$。总的反馈电流为

$$I_F=\frac{V_{REF}}{R_3}=\frac{2.5\times10^6}{10\times10^3}\mu A=250\mu A$$

输出总电流为

$$I_o=I_{o1}+I_{o2}+I_{o3}=2A+1.2A+1A=4.2A$$

反馈比例系数 K_1、K_2、K_3 分别为

$$K_1=\frac{I_{o1}}{I_o}=\frac{2}{4.2}\approx0.476$$

$$K_2=\frac{I_{o2}}{I_o}=\frac{1.2}{4.2}\approx0.286$$

$$K_3=\frac{I_{o3}}{I_o}=\frac{1}{4.2}\approx0.238$$

各组反馈电流 I_{F1}、I_{F2}、I_{F3} 分别为

$$I_{F1}=I_FK_1=250\mu A\times0.476=119\mu A$$

$$I_{F2}=I_FK_2=250\mu A\times0.286=71.5\mu A$$

$$I_{F3}=I_FK_3=250\mu A\times0.238=59.5\mu A$$

各组反馈电阻 R_4、R_5、R_6 的阻值分别为

$$R_4=\frac{V_{o1}-2.5\text{V}}{I_{F1}\times10^{-6}}=\frac{5-2.5}{119\times10^{-6}}\Omega\approx21\text{k}\Omega$$

$$R_5=\frac{V_{o2}-2.5\text{V}}{I_{F2}\times10^{-6}}=\frac{12-2.5}{71.5\times10^{-6}}\Omega\approx132.87\text{k}\Omega\approx133\text{k}\Omega$$

$$R_6=\frac{V_{o3}-2.5\text{V}}{I_{F3}\times10^{-6}}=\frac{18-2.5}{59.5\times10^{-6}}\Omega\approx260.5\text{k}\Omega\approx261\text{k}\Omega$$

上述计算方法是计算多路输出开关电源反馈电阻的一种既简便又精确的方法。如果要计算 4 路或 5 路输出反馈电阻，可将两只精密稳压源并接起来，基准电压 V_{REF} 仍为 2.50V，这时电路容量将提高一倍。

2. 多路对称型输出的实现

多路输出自然包括对称型正负电压输出回路。由于变压器的二次侧存在多个绕组，不管变压器是采取分离式绕法还是采取堆叠式绕法，各个绕组之间必须用薄膜胶带进行隔离，薄膜胶带隔离的结果是将会产生层间电容。另外，绕组的匝与匝之间也会产生匝间电容，这种电容的存在是产生峰值电流的原因之一。况且，正负对称的两组绕线的长度也不一定相同，它们的阻抗（包括感抗和容抗）也就不一定相等。所有这些不同或不相等的结果将影响对称输出的不平衡，就有不对称输出的出现。解决不对称的办法是：第一，在绕制变压器时一般采用堆叠式绕法，并且将先绕的那一组（如正电压输出）多绕 1 ~2 匝，这样既消除了轻载时的不稳定性，也加强了磁场耦合能力，使得两组能达到较好的“平衡”；第二，在设计印制电路板时，正、负两组输出的整流二极管和第一级滤波电容（见图 2-26）要紧靠高频变压器，变压器的引线以短粗为好，千万不能出现调整好正电压输出后负绕组输出电压发生了变化，调整好负绕组输出电压后正电压输出又发生了变化。虽然正负对称输出电路简单，但在成品开关电源中会出现一些问题，必须在调试过程中积累经验，认真试验，保证成品在大生产中不出现问题。

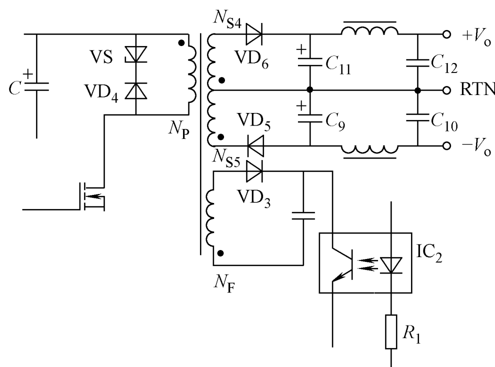


图 2-26　正负对称输出电路

3. 多路输出变压器的设计

对待二次侧多路输出的高频变压器，除了绕组间、层间和绕组与绕组间存在分布电容外，变压器的一次绕组与二次绕组之间也存在分布电容，电容较大，二次侧会产生 100kHz 或更高频率的开关噪声电压。所以，在设计、制作这类变压器时应采取一些相应的措施，如适当减少变压器一次绕组的匝数，增加一次侧与二次侧间的耦合等。但这仅是一部分，还要在电路设计上采取一定的措施，如可利用图 2-27 所示方法减小电磁干扰。

在隔离输出的接地端与 +5V 输出的返回端 RTN 之间接入电容 C_{o1}、C_{o1}、C_{o3}，可将噪声电压旁路掉。要求电容的耐电压值为 1000V，容量为 1.1 ~2.2nF。

为了提高开关电源多路输出的稳定性，可采用多路同时反馈电路，如图 2-25 所示。如果要改善多路输出中某一组或某几组的负载调整率，则可采用图 2-28 所示的方法，就是给 5V 输出（输出电流大的一组）加一个模拟负载，它的阻值应根据负载变化的范围而定。电路中增加了 R_{F1}、R_{F2}，消除了因纹波电流流经 R_1、C_9 加到精密稳压源 IC_3（TL431）的基准

端而造成轻载时输出电压不稳定的现象。若一个开关电源有 5 组输出，则不可能每一组都出现负载调整率不稳定，最多也不超过两组，这两组在低压、大电流输出时也许会出现不稳定。图 2-28 中 R_{F1}、R_{F2}为输出电压 V_{o1}、V_{o2}的模拟电阻，C_{10}是软启动电容。

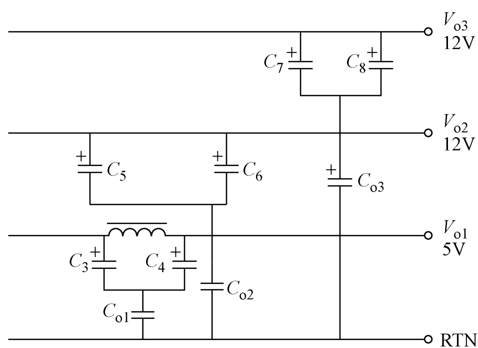


图 2-27　减小电磁干扰的方法

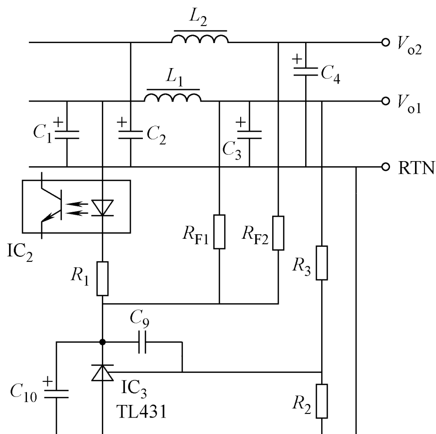


图 2-28　改善负载轻载时调整率

4. 设计多路输出高频变压器的注意事项

多路输出高频变压器的设计与一般变压器虽然有很多相同的方面，但是不完全一样。设计多路输出高频变压器时应注意如下事项。

（1）最大限度地增强磁耦合程度

多路输出有 5 组甚至更多的绕组，每组绕组必须加 2 ~ 3 层高强度、高耐压的绝缘胶带，这样不但会产生大的层间分布电容，还将降低各绕组间的耦合，尤其是一次侧对各二次侧间的耦合，远离一次侧的绕组必将减少磁耦合。所以，变压器的一次侧是不能放在铁氧体磁心的最里面的，而应根据二次侧输出电流的大小来确定一次绕组所要放的层次位置。如图 2-24 所示，V_{o1}、V_{o2}、V_{o3}三组输出电流较大，输出电流都超过了 1A。这既要采用堆叠式绕法，还要采用“三明治”绕法，将两种方法结合起来使用。下面根据图 2-29 具体阐述变压器的绕制顺序。首先从 1 脚开始，以 ϕ0. 33mm × 4 高强度漆包线或具有高绝缘强度的 0. 2mm × 1. 8mm 铜条顺时针绕 4 匝至 2 脚结束，记为 N_{S1}。以 ϕ0. 41mm 漆包线从 7 脚开始，顺时针绕 26 匝至 8 脚结束，为 N_P 的一半。在绕完的 N_{S1}和 N_P 的一半的绕线面上，各绕高压绝缘胶带 3 层，保证 N_{S1}与 N_{S2}之间的绝缘强度。接着以 ϕ0. 33mm × 2 的漆包线绕 5 匝，起点是 2 脚，终点为 3 脚，记该绕组为 N_{S2}。同样在 N_{S2}上面绕 3 层绝缘胶带，再以 ϕ0. 41mm 的漆包线在 N_{S2}上面绕 26 匝，起点是 8 脚，终点是 9 脚，记为 N_P 绕组。以同样的顺序绕 N_{S3}，再绕 N_F，最后绕 N_{S4}、N_{S5}。要注意的是：绕 N_{S4}时比 N_{S5}多 1 匝，这是实现正、负电压对称输出所采取的一项措施。将这两组放在变压器的最外层，一是由于它们的负载电流较小，二是外界干扰的噪声信号相对较弱，电源的电压调整率不因负载的变化而受到影响。

（2）磁心的选用

多路输出受自身输出功率、磁心的热力效应、磁心的损耗、饱和磁感应强度等多种因素的影响，因此，选择磁心时一定要选用最佳磁感应强度的磁心，这是为了避免出现磁心磁饱和，达到磁心的总损耗最小。总损耗最小的条件是铜损与铁损相等。为了获得最大的效率和

最小的损耗，磁感应强度一定要适量，大了会出现磁饱和，小了则磁感量不足，能量没有得到充分发挥。另外，磁心形状的选择也要引起注意。对于多路输出，选用 EC 型磁心比较好，这是因为它绕线的空间大，散热面积大，而且它的耦合性能也比较好。值得注意的是，变压器在输入最低电压和最大脉冲宽度的条件下，对于多路输出的开关电源不能出现饱和，当输入最高电压时，输出脉冲宽度会变窄。这说明磁心是合适的，因为磁心已经远离了饱和区域，是安全的。

（3）考虑避免失控

多路输出电源不能出现任何一路失控，否则，这种电源是失败的。控制电压电路应在高灵敏度状态下工作，当有高电压输入时，能够很快限制脉冲的宽度，这个宽度不能超越设计时的设定值，否则将会失控。当然，电源电路的控制性能要完善，控制电流模式的芯片在考虑避免失控这一要素方面值得借鉴。

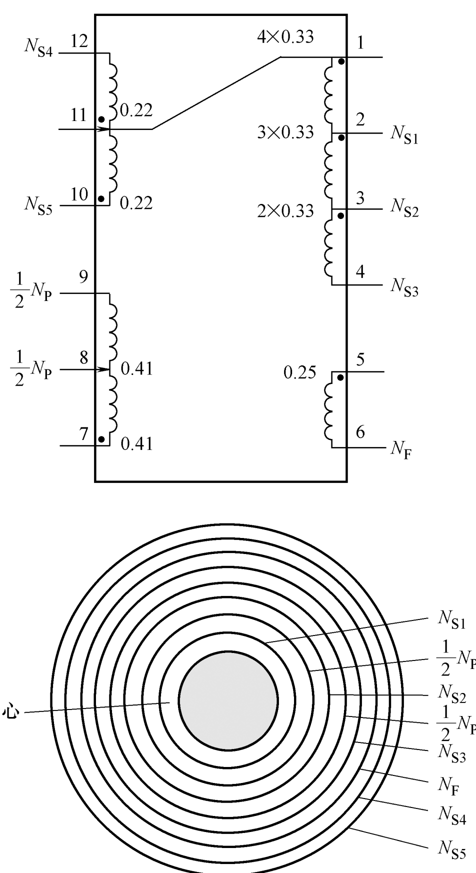


图 2-29　多路输出变压器脚位设计

2.2.7　LED 照明驱动电路设计

无论哪种电子设备都需要有电气保护，这对于设备安全运行，延长设备的寿命是非常重要的一种措施，没有安全就没有寿命。LED 照明驱动电路通常具有过电压保护电路、过电流保护电路、过热保护电路、开路保护电路、静电放电保护电路等。现将各种保护电路逐一介绍。

1. LED 驱动器过电压保护（Overvoltage Protection）电路

LED 照明，为防止因电压过高而损坏器具，需要增设过电压保护电路。驱动白光 LED 主要是正向电流通过器件，可采用恒流或恒压来实现，将白光 LED 串联一只限流电阻，它将限制通过 LED 上的电流。当额定电压为 3.6V 时，会有 20mA 的电流流过 LED，若电压降低 4V 时，正向电流则下降至 14mA，所以说正向电压只要改变 10%，正向电流就会出现 30% 的大幅度变化，将极端影响 LED 的发光亮度，这是不允许的。比较理想的 LED 驱动方式采用恒功率源。在出现开路的情况下，恒流的白光 LED 驱动需要过电压保护。连接器的引脚松脱就会造成开路故障，为了提供恒流，就要增加输出电压，此时若无保护电路，输出电压很快升高，对 IC 或输出电容造成损害，保护驱动器的最简单的方法是选择过电压保护 IC，利用芯片功能来限制最大输出电压，例如 TPS 61043 具有这种功能。图 2-30 所示为以一台多功能手机屏幕的驱动器为例，锂电池的供电电压为 2.7 ~ 4.2V，内置 4 只串联 LED

灯，最大正向电流为 20mA，这种设计需要 20mA 最大输出电流和 16V 电压，负责提供 PWM 调光功能所需的数字信号，这时真正需要负载切断功能，以便延长和保护电池的使用。TPS 61043 完全能满足，它能够提供过负载切断、过电压保护和 PWM 调光功能。主要挑战在于正确选择外部器件和适当的电路布局，正确的电阻值是由 IC 的参考电压 0.252V 除以 LED 的最大电流 20mA 来决定，相当于 12.6Ω。电感 L 的选择不仅关系到电源的效率；还将饱和电流的额定值限制到最低，降低功耗。在传统的升压变换器中，输出电感和电容将决定转换器的反馈电路是否稳定。TPS61043 含有先进的控制电路，无论电源内外的条件变化，它都能确保电源供电稳定，不用考虑反馈补偿。电路的开关频率 f_s 是由输入输出电压，负载电流和电感 L 决定的。计算公式如下：

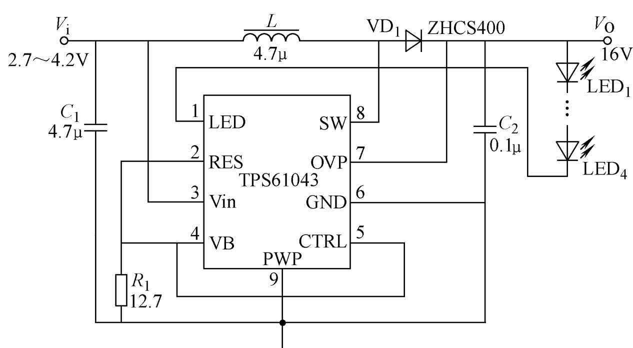


图 2-30　TPS61043 过电压保护电路

$$f_s = \frac{2I_o(V_o - V_i + V_F)}{\left(I_p + \frac{V_i}{2} \cdot 100\text{ns}\right)^2 \cdot L}$$

式中，I_o 为 LED 的工作电流，$I_o = 20\text{mA}$；V_o 为输出电压，最大值 $V_o = 20\text{V}$；V_i为输入电压，最小值 $V_i = 2.7\text{V}$；V_F 为保护二极的正向压降 $V_F = 0.4\text{V}$；I_p 为电路峰值开关电流，由控制拓扑决定 $I_p = 0.4\text{A}$；L 为电感值。

选择输入输出电容 C_1、C_2 后，C_1、C_2 的电容量高低，对稳定电源的输入阻抗起到重要作用，若没有输入电容，电源将以脉冲形式从输入端汲取电流，会在输入电源线中产生很大的电压纹波，进而冲击到系统的其他部分。在较高的工作频率下，容抗变得较小，这能降低纹波电压。输出电容 C_2 选用陶瓷电容。电压保护二极管 VD_1 选择时应考虑和电感 L 相同的峰值电流，逆向额定电压必须大于 LED 的两端正向电压，VD_1 选用肖特基二极管较为合适，因为它的反向恢复时间短。

2. LED 驱动过电流保护 MAX4373 电路

MAX4373 是过电流保护 IC，片内有电流检测放大器、电流比较器。电阻 R_{SEN} 为采样电阻，阻值越大功耗也大，设计电路时该电阻应选用锰铜金属膜电阻，也可选用 LW 贴片式电阻。图 2-31 所示的开关管选用 P 沟道功率管 MOSFET，进行电路负载过电流保护。当电流负载正常时，输出电压经电阻 R_1、R_2 分压，分压后的电压小于 600mV 时，片内比较器输出（6 脚）低电平，VT_1 导通，这时输入电 V_i 经 VT_1 向负载发光二极管供电。当负载电流 I_F 超过设计电流值时，使 2 脚的输出分压大于 600mV，比较器 COUT1 输出高电平，VT_1 截止，负载失电。由于比较器输出锁存，VT_1 一直保持截止状态。当过电流故障排除后，按一下复位键 K 可重新启动。复位键一般用电子延时开关取代。

过电流保护（Over Current Protection）是一般 LED 驱动电路不可缺少的，常常因为灯的短路开路引起过电流、过电压。MAX4373 是一种低价位微功耗电流检测器集成电路。主要特点是微功耗，工件电流典型值是 50μA；工作电压范围宽为 2.7～28V，入失调电压低，最大值 1mV；电流检测精度为全量程内的 2%；内部间隙基准电压原精度为 ±1.6%；比较器

输出锁存；器件有 3 种不同增益可选择：共模式电压范围宽，为 0 ~ 28V，并且与电源电压无关。该控制 IC 所组成的过电流保护器、电流检测及电流监示主要用于笔记本电脑、便携式电池供电系统、智能电池组、充电器、电源管理系统、充电器转换、控制系统等的精密电流源，是过电流保护最为精确的装置。

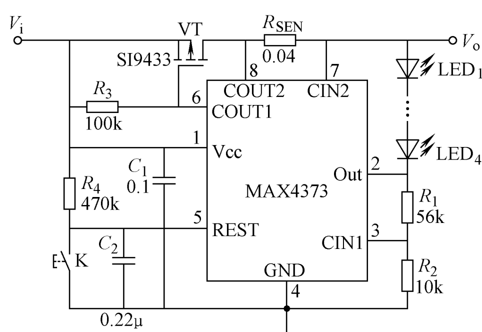


图 2-31　MAX4374 过电流保护电路

3. LED 驱动过热保护 SN3910 电路

LED 驱动过热进行保护，说到底是 LED 驱动时，由器件消耗了电力，产生了热量，要将这种热消退，这个过程就是温度补偿，当 LED 驱动器低于安全温度时，LED 驱动器工作在恒流区；当工作温度超过安全工作点时，就立即进入温度补偿区，并实施过温保护，此时 LED 驱动器自动调低输出电流。美国矽思（Si—EN）微电子公司于 2010 年推出了带温度补偿的 LED 驱动器 SN3910 芯片，它具有恒流驱动、温度补偿、可调光、LED 开路保护和关断模式等 5 种功能，显著地提高了 LED 驱动的可靠性，延长了 LED 的使用寿命。

SN3910 内部集成了温度补偿电路与外部电路的热敏电阻构成了过热保护电路。SN3910 通过不停地检测热敏电阻的阻值，获取 LED 驱动器的温度信息，电阻值随温度的升高而逐渐减小，当电阻值与温度补偿起始点设定电阻值相等时，SN3910 就开始减小输出的平均值电流，以抑制由温度升高使输出电流增大的恶性循环，起到温度补偿的作用。当温度降到安全值时，平均电流又自动恢复到预先设定的恒流值。

图 2-32 所示为 SN3910 的典型应用。输入电压 $V_i = 220V(1 \pm 15\%)$，FU 为 1A/250V 熔丝管，R_{NTC1} 为热敏电阻，启动电源时限流，C_1 为抑制串模干扰的线间电容。整流桥由 4 只 1N4007 型 1A/1000V 硅整流二极管构成。为提高功率因数，利用 VD_5 ~ VD_7、C_2、C_3 组成无源 PFC 电路也就是二阶填谷式 PFC 电路，R_{NTC2} 选用 100kΩ（$T_A = 25℃$）负温度系数热敏电阻，R_3 采用 1.0Ω 的 1% 的金属膜精密电阻，两端并联一只可调的 100Ω 的电位器 R_P，这只电阻是临时的，当控制器稳定后，测量电阻值（两只并联电阻值）换上新电阻。SN3910 温度补偿起始点及输出电流下降的斜率可以通过 R_{TH} 和 R_{NTC2} 来设定。温度补偿的原理如下：由 SN3910 芯片提供 1.2V 的基准电压，然后经 R_{TH} 和 R_{NTC2} 分压，再引入 LD 脚，LD 脚填充电压 V_{LD}，计算如下：

$$V_{LD} = \frac{V_{REF} R_{NTC2}}{R_{TH} + R_{NTC2}} = \frac{1.2V \times R_{NTC2}}{R_{TH} + R_{NTC2}} = \frac{1.2V}{(82k\Omega / R_{NTC2}) + 1}$$

$$I_o(AVG) = V_{LD} / (1.15 R_s)$$

由以上两式可知，当环境温度升高时，R_{NTC2} 的阻值迅速减小，R_{NTC2} 是温度补偿电阻；当 V_{REF} 低于 1.2V 时，R_{NTC2} 温度补偿功能启动，立即通过 SN3910 的内部电路使输出峰值电流减小，从而达到过温保护的目的。该电路适用于交通指示灯、景观灯等露天照明。

4. LED 驱动开路/短路保护 TPS40211 电路

LED 驱动开路保护，经常发生在 LED 灯串中的某只 LED 开路或者接触不良时，如果电路发生类似的故障，研发工程师必须设计电路开路或短路保护器件，否则将会毁灭整个 LED 驱动装置，这是危险的。

我们知道，要保证 LED 串的亮度恒定，必须使驱动电流可变。使用升压转换器升到可

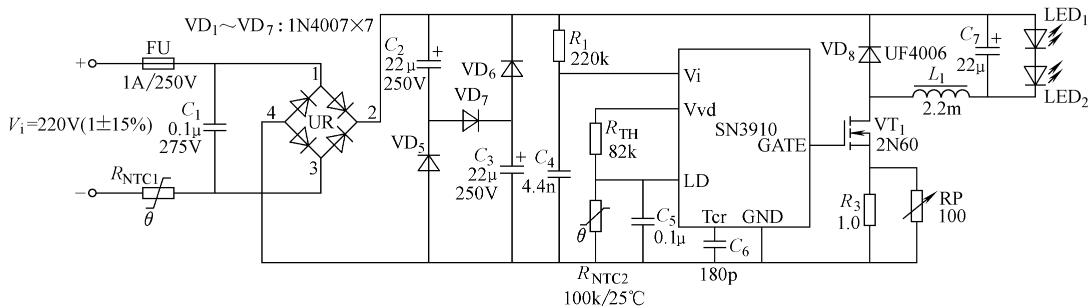


图 2-32　SN3910 过热保护电路

使用的足够高的电压参量，使 LED 偏置导通，这时在 LED 端点串接一只检测电阻并将两端的电压作脉宽调制 PWM 控制输入端的反馈量。如果 LED 灯串或某段导线发生故障，则电路就会呈现开路负载状况。在这种情况下，电流检测电阻的两端电压下降到零。这时如果增加 PWM 的导通时间来升高电压会出现失败，只有控制电路将尝试增加 LED 电流。在大多数情况下，输出电压将急剧升高，会引起输出电容，整流二极管或开关功率管由于电压应力超值而损坏。现使用图 2-33 所示电路就可以避免出现这种情况，实施开路保护。

升压电路通过测量电阻 R_4 使 LED 电流实施电流负反馈控制模式，把输出电压提升到 30V，以 350mA 的调节电流驱动 10 只 LED，串联电阻 R_9 用来测量并稳定反馈回路的稳定性。在实际应用中，常用 0.81Ω 的电阻替代。图中的 R_9 和齐纳二极管 VD_2 是开路保护电路。

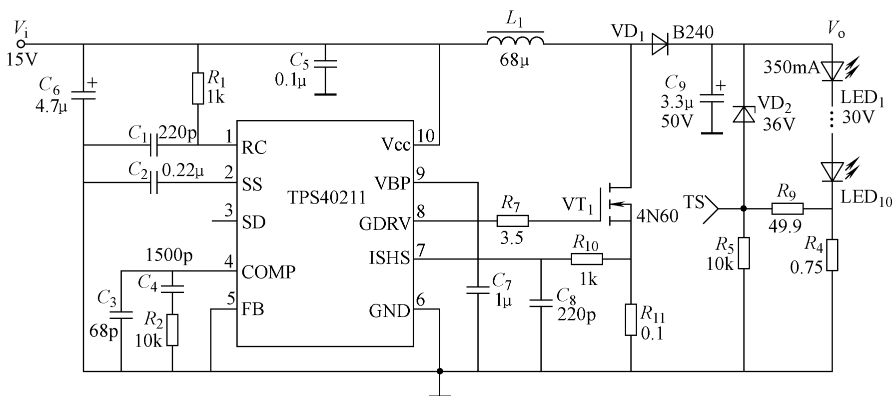


图 2-33　LED 驱动 MAX3208E 开路 TPS40211 保护电路

电路工作时，LED 的工作电流取决于 0.26V 的 PWM 控制器内部的参考电压除以 R_4 的电阻值。在正常情况下，R_4 两端的压降为 0.26V，这时，处于串联的 R_5 与 R_9 的两端没有电压降，串联的电阻用来为开环增益设置，而不影响输出电流的工作调整。VD_2 的导通必须要比输出电压高 20%，起着过电压保护的功能。否则将失去保护作用。

当 LED 开路时，VD_2、R_9 和 R_4 成为输出端的负载，控制器将迫使输出电压升高，当输出电压达到 36V 时，VD_2 导通，这时电流通过 R_9、R_4 流向地，从而将 TS 上的感应电压升到 0.26V，这就向控制器提供了重要的反馈电压，直到输出调整到 30V。VD_2 的功耗将下降。如果将 VD_2 接到 LED 串的两端（除去 R_9），在开路期间的总输出电流将经 VD_2，这时

VD_2 无力承受这样大的功率而被立即烧毁。

5. LED 照明静电放电 MAX3208E 保护电路

静电放电保护（Electro Static Discharge Protection）是目前高集成半导体器件制造运输和应用中常见的一种瞬态过电压冲击危险事故，而 LED 照明系统则须满足 IEC 61000-4-2 标准的“人体静电放电模式”8kV 接触放电，以防止系统在静电放电时有可能导致冲击电压损坏 LED 驱动器件的可能性。

静电放电的定义为，物体原先已经有静电的电荷不足以放电，当它“陷入”导电性但在电气绝缘物体上，电荷不能在物体上流动，如果带有足够电荷的电气导体靠近，这时电气绝缘物体的电荷产生“跨接”，引起静态放电。它是以极高强度很迅速地发生，产生很高的热量使半导体内部电路损坏。往往这种放电是在测试、运输过程出现。防止或控制静电放电是不可见的，常以 3000～5000V 的火花一闪而过。因此要求所有与电子器件接触的人员要带上避电器（磁带），一切使用的工具要求有良好的接地，如电烙铁的接地等。

MAX3208E 是为防止静态放电在电子设备上而应用的一种保护集成电路。如图 2-34 所示，供电电压为 1.0～5.5V，工作电流为 1nA，工作温度为 −40～+125℃，内部瞬态电压正向压降为 0.8V，反向瞬态电压规定值为 ±12kV，接触放电电压为 ±8kV，器件能承受各种静电放电脉冲，包括人体静电放电电压，接触放电电压和气隙放电电压。芯片内部有静电放电瞬态电压抑制器和保护二极管列阵。每个通道包含有一对静电放电二极管，它将静态放电脉冲引到电压抑制器进行钳位分解或通过电源地旁路。

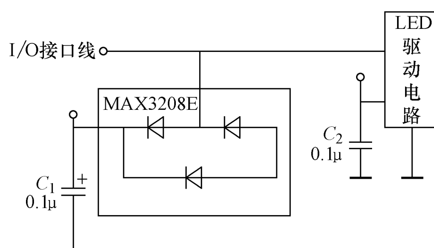


图 2-34 LED 驱动 MAX3208E 静电放电保护电路

总之，静电放电会给电子产品带来致命的危害，不仅降低了产品的可靠性，增加了维修成本，而且影响欧盟工业标准，所以进行静电放电保护设计是必不可少的。

2.3 芯片 LED 驱动电源的设计

2.3.1 TOP204Y 恒功率调光 LED 驱动电源的设计

LED 驱动恒功率电源由两个控制电路构成：一个是电流控制电路；另一个是电压控制电路。要求两个控制电路具有相同的稳定性，当某一个电路输出电压（电流）较小时，另一个电路应具有恒流（或恒压）的作用，达到输出电压或输出电流都具有恒压或恒流的目的，不能因为输入电压或输出电流和外界因温度、湿度、线路负载的影响使输出功率不稳定。

1. TOP204Y 恒流、恒压的工作原理

TOP204Y 恒功率 LED 驱动电源采用一片三端电源模块（见图 2-35），配上 PC817A 光耦合器，外加两只晶体管组成恒功率电路。交流输入电压（85～265V）经 C_1、L_1 低通滤波，UR 桥式整流，电解电容 C_2 脉动滤波后，得到 120～375V 直流电压 V_D，经由变压器 TR 的一次绕组与 IC_1 的漏极 D 变换输出。电路中的 VS_1、VD_5 是变压器一次绕组 N_p 的钳位保护电

路，它将变压器一次绕组的漏感所形成的尖峰电压反馈、吸收，使 IC_1 电路在安全范围内运行。VS_1、VD_5 为网络缓冲吸收电路。反馈绕组 N_F 的输出电压经 VD_6、C_3 整流滤波得到反馈电压 V_{FB}、与光敏晶体管提供控制偏压。二次电压经 VD_7、C_5、L_2 整流滤波后，输出 7.5V 的直流电压。C_4 是旁路电容，与 R_8 一同起频率补偿、自动启动、滤除尖峰电压三大作用。R_1 是电源的假负载，空载的情况下，因反馈电压升高而出现“超越”控制，起到稳定作用。

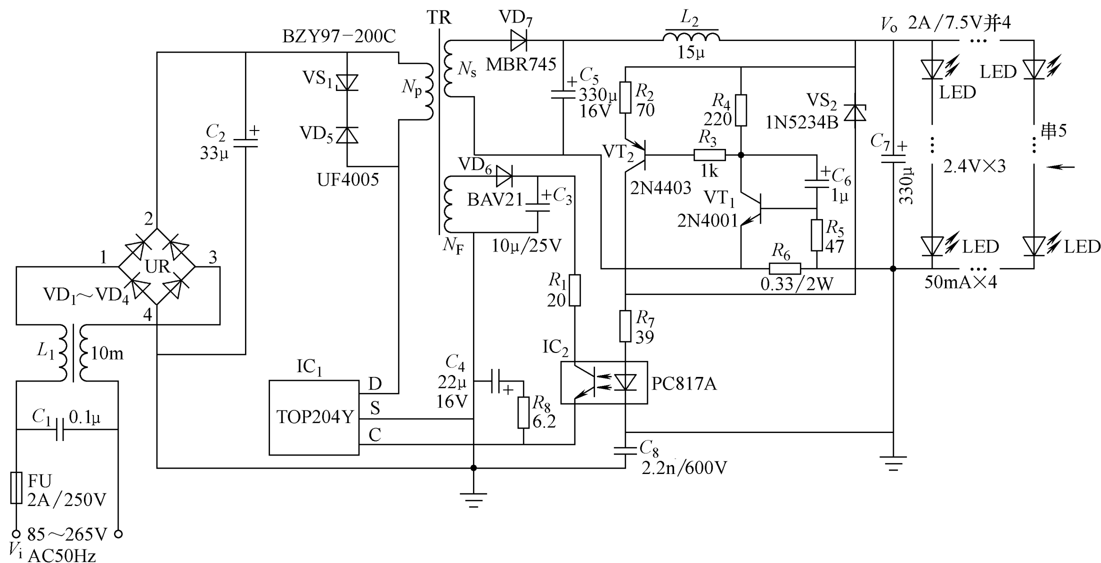


图 2-35　LED 驱动 TOP204Y 调光电源

电路的两个控制电路，第一个是电流控制电路，由晶体管 VT_1、VT_2、R_6、IC_2、R_3、R_2、R_4、R_5、C_6 等元器件构成。当输出电流发生异常时，电阻 R_6 对输出电流进行检测。VT_1、VT_2 由两只不同型号的晶体管进行恒流控制。R_4、R_2 是 VT_1、VT_2 集电极偏置电阻，R_1 还起着控制电流增益的作用，R_5 对 VT_1 的发射极电流进行限制，不使 VT_1 过早导通。R_3 限制 VT_2 的基极电流，使它只能工作在放大区。电路是怎样进行恒流控制呢？当输出电流 I_o 增大时，电流在 R_6 上的压降上升，VT_1 导通，接着 VT_2 导通，发射极电流 Ie_2 上升，光耦合器中的发光二极管电流增大，致使控制脉冲占空比 D 变小，迫使输出电流 I_o 下降，控制电路电流呈现开路态势，VS_2 在此期间无电流，电路自动转入恒流工作模式。

第二个是电压控制电路。VS 的稳定电压为 6.2V，工作电流为 10mA。输出电流较低时，电路工作在恒压模式。在恒压模式时，VT_1、VT_2 截止，电流工作电路因晶体管截止不起作用，这时 VS_2 由输出电压经它有电流通过，而输出电压高低便由 VS_2 的稳压值和发光二极管的压降决定。

TOP204Y 电子开关既可以工作在 2.2A 受控恒压方式，也可工作在 7.5V 恒压状态下。这种状态下电阻 R_6 所产生的损耗为 0.64W。为了减小损耗，只有减少输出电流或 R_6 的阻值，但是提高恒流的准确度比较困难。TOP204Y 是恒功率输出的 I_o-V_o 的特性曲线如图 2-36 所示。由图可知，当输入电压为 85～265V 时，特性曲线变化很小，受输入电压的影响很小；当输出电流 $I_o < 1.85A$ 时，电路处于恒压区；当输出电流 $I_o = 1.90A \pm 0.08A$ 时，电路处于恒流区，区里的 V_o 随着 I_o 的微增而迅速降低。当 $V_o \leqslant 2V$ 时，VT_1、VT_2 无工作电流，此时电流控制电路不起作用，但一次电流受 IC_1 的电流限制，电流在 R_4 上的压降 V_{R4} 上升，

VT_2 集电极电流下降，使光耦合器的工作电流迅速减小，迫使 IC_1 进入重新启动状态。就是说，一旦电流控制电路失去控制，电路立即从恒流模式转入恒压状态，将 I_o 拉下来，对 IC_1 起动保护作用。该电路是一种低成本 LED 驱动电源，可用于室内外照明、交通指示、道路照明等，也用于电池充电器和特种电动机驱动。

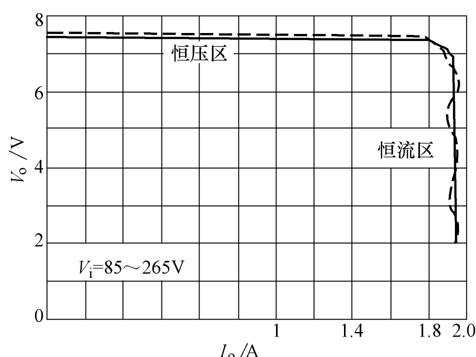


图 2-36　I_o-V_o 特性曲线

2. 电流控制电路设计

电流控制电路由 VT_1、VT_2、R_7、R_6、R_3、R_4、R_5、C_6 和 IC_2 等组成。下面计算输出电流 I_o 的期望值。因 VT_1 的基极电流很小，而 R_6 上的电流很大，所以 VT_1 的 V_{BE1} 压降全部落在 R_6 上。

设 $V_{BE1}=0.7V$ 则

$$R_6=\frac{V_{BE1}}{I_o}=\frac{0.7V}{2A}=0.35\Omega$$，R_6 取 0.33Ω 标称值

恒流准确度 r 为 $r=\frac{I'_o-I_o}{I_o}\times100\%=\frac{1.93-2.0}{2.0}\times100\%=-3.5\%$

计算结果与设计指标相吻合，为设计正常，否则 I'_o 的变量重新设定。

3. 电压控制电路设计

恒压电路输出电压由下式计算：

$$V_o=V_{Z2}+V_F+V_{R7}=V_{Z2}+V_F+I_{R7}\cdot R_7$$

式中，V_{Z2} 为稳压值，$V_{Z2}=6.2V$，$V_F=1.2V$。$I_{R7}=I_{C2}=I_F$ 这 3 个参量是随着输入电压 V_i，输出电流 I_o 以及光耦合器的电流传输比（CTR）的变化而变化。TOP202Y 芯片的控制端电流 I_C 从 2.5mA（对应最大占空比 D_{max}）到 6.5mA（对应最小占空比 D_{min}），我们取 $I_C=4.5mA$ 则 $I_{R6}=\frac{I_c}{CTR}$。

要求 CTR 为 80%～160%，取 120%，得 $I_{R6}=\frac{4.5mA}{1.2}=3.75mA$。

令 $R_7=3.75\times10^{-3}\times39V=0.146V$，所以

$$V_o=6.2V+1.2V+0.146V=7.546V\approx7.5V$$

4. 反馈电压的计算

反馈电压设计包括两项内容：首先计算在恒流模式下变压器反馈绕组的匝数 N_F，这是因为在恒流区输出电压和反馈电压都在迅速降低，只有在 V_{FB} 足够高时，电能才能进入恒流区工作。其次在恒压模式下计算出反馈电压 V_{FB}：

$$V_{FB}=(V_o+V_{F6}+I_oR_6)\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F7}$$

式中，V_{F6}、V_{F7} 分别为 VD_6、VD_7 的正向导通压降，由上式推导出：

$$N_F=\frac{V_{FB}+V_{F7}}{V_o+V_{F6}+I_oR_6}\cdot N_S$$

在恒流的模式下，当负载加大（即将负载电阻减小）时，V_o 和 V_{FB} 会自动降低，以维

持恒流输出。为使电源从恒流模式转换到重新启动状态，要求 V_{FB} 至少比在恒流模式下控制电压高出 3V。

设　$V_{FB}=9V$，$V_o=V_{o\,min}=4V$，$V_{F6}=0.6V$，$V_{F7}=1V$，$R_6=0.33\Omega$

$N_S=12$ 匝（N_S 为二次绕组匝数），代入上式：

$$N_F=\frac{(9+1)\times 12}{4+0.6+2.0\times 0.33}=\frac{120}{5.25}=22.8\approx 23$$

在恒压模式下 $V_o=7.5V$，最大输出电流 $I_{o\,max}=2.05A$

则
$$V_{FB}=(V_o+V_{F6}+I_oR_6)\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F7}=(7.5+0.6+2.0\times 0.33)V\times\frac{23}{12}-1V$$
$$=15.79V\approx 16V$$

这就是反馈电压额定值，选用光耦合器时，它的反向击穿电压必须大于 2 倍的 V_{FB}。图 2-42 中所用的 PC817A 的反向击穿电压为 35V，是安全的，完全满足要求。

2.3.2　SG6858 脉宽调光隔离式 LED 驱动电源的设计

由 SG6858 组成的 15V/1A 隔离式 LED 驱动电源电路如图 2-37 所示。当交流输入电压在85～265V 范围内变化时，电压调整率为 ±0.2%。这一电压范围适用于全球各国，如美国为 AC 110V，日本为 AC 100V，欧盟各国为 AC 230V，不需要改变电路元器件参数或选用倍压整流开关。

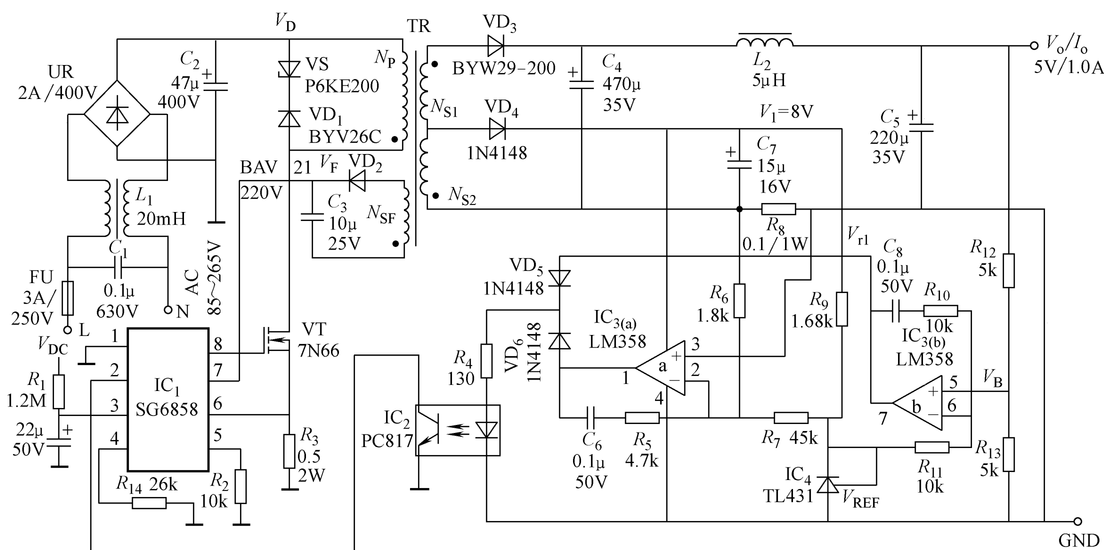


图 2-37　15V/1A 隔离式 LED 驱动电源原理图

负载电流从 10%(0.1A)变化到 100%(1A)时，负载调整率也能达到 ±0.2%，这能跟任何精密电源相媲美。启动电流小，待机功耗低，是这种恒功率开关电源的又一特点。该电路利用一个运算放大器对电压控制回路和电流控制回路进行控制，使得控制利用频率在很多开关之上，因此，它的功耗低、效率高，应用广泛。

1. SG6858 的工作原理

SG6858 是 SGS 公司最近推出的具有类似 TOP 功能的又一新产品。该芯片采用最新技术，在 AC 110V 输入时待机功耗可达到 0.11W 的最低水平，属于高效节能型开关电源。图 2-37 所示电路共使用了 4 片集成电路。SG6858 是控制主电路，对脉宽调制进行控制；

PC817 为线性光耦合器，与精密稳压源组成线性良好的调节反馈回路；$IC_{3(a)}$ 和 $IC_{3(b)}$ 组成低功耗运算放大器。图 2-37 所示的电路与一般的恒压源、恒流源相比有很多不同：$IC_{3(b)}$ 与取样电阻 R_{12} 和 R_{13} 组成电压控制回路，$IC_{3(a)}$ 则组成电流控制回路，按照逻辑或门的原理工作，即在任意时间里，输出为高电平时控制电路起控制作用。电路中增设了变压器二次绕组 N_{S2}，专给控制回路供电。TR 的二次偏压 V_1 能自动跟随直流输入电压 V_D 的变化而变化，这样在输入电压升高或降低时，输出电压 V_o 仍保持具有恒流的特性，只是在输出电压 V_o 低于 0.8V 时才使电路进入自动重新启动的状态。该电路使用 SG6858 控制芯片，它集成有适用于驱动的 N 沟道 MOS 功率管，还具有欠电压锁定和软启动功能。在图 2-37 中，采用运放 LM358 构成电流控制回路时，能将电流检测电阻 R_8 的阻值降低到 0.1Ω，它的压降为 0.12V，功耗只有 0.16W，其功率损耗与输出功率的百分比仅为 1.4%，比由晶体管构成的电流控制回路的损耗低得多。另外，还可以以提高输出电压的方式来降低功率损耗百分比，因为输出电压升高，功率升高，而输出电流在 R_8 上的损耗不变。显然，精密恒流、恒压电路中的 R_8 的功耗越低，电源的效率提高得越多。该电路还将反馈电压提高到 18V，光耦合器的工作电压升高到 20V，因此，这里用 PC817 来代替 PC816。PC817 的反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}=70V$，而 PC816 只能承受 35V 电压。

图 2-37 中的二次电压经 VD_3、C_4、L_2 和 C_5 整流滤波后，得到 5V、1A 的电能输出。R_{12}、R_{13} 是分压取样电阻。输出电压 V_o 经 R_{12}、R_{13} 分压取得采样电压 V_B，此电压加到 $IC_{3(b)}$ 的 5 脚（同相输入端）。由 TL431 产生的基准电压（$V_{REF}=2.50V$）输入到 $IC_{3(b)}$ 的 6 脚，V_B 与 V_{REF} 比较后，输出误差信号 V_{r1}，再通过 VD_5 和电阻 R_4 转换成电流信号。此电流流入光耦合器 IC_2 中的发光二极管 LED，使其发光，进而使光耦合器中的接收晶体管产生光控电流。该电流流进 IC_1 的 2 脚（反馈输入端），控制占空比的变化，使输出电压 V_o 在 $IC_{3(b)}$ 和光耦合器的作用下保持不变，实现恒压功能。电压控制回路中的 C_8、R_{10} 和 R_{11} 是电路频率补偿网络。IC_4 的标准电压端 V_{REF} 与阴极连在一起，其目的是使输出电压 V_{REF} 也为 2.5V。R_9 是 IC_4 的限流电阻，使 IC_4 的工作电流限制在 4.75mA。$R_9=8V/4.75mA\approx1.68k\Omega$。

$IC_{3(a)}$ 是该电路的电流控制回路的电压比较器，它的同相输入端接电流检测信号 V_{R8}，反相输入端接在分压电阻 R_7 和 R_8 之间，其输出电压通过 VD_6 和电阻 R_4 转换成电流信号。此电流信号流入光耦合器内的发光二极管 LED，控制 IC_1 的占空比，使电源输出电流 I_o 在恒流区内维持恒定。从图 2-37 清楚地知道：VD_5、VD_6 就是一个“或门”。或门的意义是，若使电流控制回路输出高电平，电压控制回路为低电平，则维持电路工作在恒流输出区的状态；相反，如果电压控制回路输出高电平，电流控制回路为低电平，则电路工作在恒压输出区的状态。

二次绕组 N_{S2} 的感应电压经 VD_4 整流和 C_7 滤波后，获得直流电压 V_1，专门为 IC_3 提供工作电压。当输入交流电压在 85 ~ 265V 之间变化时，V_1 将在 3 ~ 42V 范围内变动。这个电压足以为 IC_3 在恒流、恒压过程中提供所需的电能，保证恒流、恒压正常运行。

电源可用于手机充电器、火力发电厂仪表、公路、铁路交通指示器、LED 手电筒照明、台灯等用电装置。

2. SG6858 电路的参数计算

1）电流控制回路的计算

要求：二次输出电流 I_o 不随输入电源电压、环境温度以及运行时间的变化而变化，是相对恒定的。

SG6858 恒流输出的电流 I_o 由下式计算：

$$I_o = \frac{V_{REF} R_6}{R_8 R_7}$$

选择 R_6 时，应根据 LED 正向工作电流对精密稳压源 IC_4 的影响程度和运算放大器 LM358 的输入电流所产生的误差来决定阻值的大小。现取 $R_6 = 1.8\text{k}\Omega$，$R_8 = 0.1\Omega$，$I_o = 1\text{A}$，则信号检测电压 $V_{R8} = 0.1 \times 1.0\text{V} = 0.1\text{V}$。将 $V_{REF} = 2.50\text{V}$ 和 R_6、R_8 的值代入上式，可计算出 $R_7 \approx 45\text{k}\Omega$。

2）电压控制回路的计算

要求电压控制回路和电流控制回路一样，不要以外界条件的变化而变化。恒压输出的电压 V_o 由下式决定：

$$V_o = V_{REF}\left(1 + \frac{R_{12}}{R_{13}}\right)$$

上述公式不但适合于计算输出电压，也为计算精密负反馈电阻提供依据。R_{12}、R_{13} 是串联分压取样电阻，总阻值不宜过小，否则会产生噪声干扰，但总阻值过大也将增加电路损耗。一般 R_{13} 取 $5\text{k}\Omega$，输出电压 $V_o = 5\text{V}$，则 $R_{12} = 5\text{k}\Omega$。

3）反馈绕组电压的计算

二次侧 IC_3 的供电电压与一次绕组 N_P 的电压极性相同，N_P 与 N_{S2} 同各端的位置相互一致，因此，VD_4 与 SG6858 的 2 脚因同步而导通或截止。它的意义是：供电电压 V_1 紧跟直流输入电压 V_D 的变化而变化，而与输出电压 V_o 无关，这一点是非常重要的。由于输出电压 V_o 非常低，因此才能保证电流控制回路的控制能力对输出电流进行控制，如果输出电压 V_o 较高，将无法确保恒流工作。V_1 与 V_o 的大小有关，当输出电压 V_o 下降到较低水平时，有可能使电流控制回路超越恒流区而无法正常工作。

二次供电电压的最低值 $V_{F(min)}$ 为 5V，它的表达式为 $V_F = V_D V_{S2}/V_P - V_{FD}$ 或 $N_{S2} = N_P(V_F + V_{FD})/V_D$。

为了计算 N_{S2}，首先要计算直流输入电压的最小值 $V_{D(min)}$。

$$V_{D(min)} = \sqrt{V_{min}^2 - \frac{2P_o\left(\frac{1}{2f_L} + t_c\right)}{\eta}}$$

式中，$V_{min} = 85\text{V}$；$P_o = 5\text{W}$；$f_L = 50\text{Hz}$；$t_c = 3\text{ms}$；$\eta = 85\%$。所以，$V_{D(min)} \approx 84.97\text{V}$。

根据 $V_{D(min)} = 84.4\text{V}$，$N_P = 70$ 匝，$V_{FD} = 0.6\text{V}$（二极管压降），有

$$N_{S2} = \frac{N_P}{V_D}(V_F + V_{FD}) = \frac{70}{84.97} \times (5 + 0.6)\text{匝} \approx 6.61\text{匝} \approx 5\text{匝}$$

直流输入电压的最大值 $V_{D(max)} = \sqrt{2}V_{max} = \sqrt{2} \times 265\text{V} \approx 375\text{V}$。此时，$V_F$ 达到最大值，由上述公式算出 $V_{F(max)} \approx 26\text{V}$，此电压并未超过 LM358 的电源电压极限值 32V。

4）反馈绕组的计算

反馈绕组主要用于为 IC_1 提供供电电压和检测输入电压的要求。反馈绕组的电压极性与一次绕组同相，反馈绕组的输出电压经 VD_2、C_3 整流滤波后得到反馈电压 V_F，要求 $V_F \geqslant 12\text{V}$。反馈绕组匝数的计算公式为

$$N_F = \frac{N_P(V_F + V_{OF})}{V_{D(min)}}$$

根据 $N_P = 70$ 匝，$V_F = 12\text{V}$，$V_{OF} = 0.6\text{V}$，$V_{D(min)} = 84.4\text{V}$，得

$$N_F = \frac{70 \times (12 + 0.6)}{84.97}\text{匝} \approx 10.38\text{匝} \approx 10\text{匝}$$

若将 $V_{D(max)} = 375V$ 代入上述公式，可算出 $V_F = N_F V_{D(max)}/N_P - V_{OF} = (10 \times 375/70 - 0.6)V \approx 54.8V$。PC816 的最大值 $V_{(BR)CEO}$ 为 70V，可用。

5）光耦合器串联电阻 R_4 的计算

电阻 R_4 不仅是光耦合器中发光二极管的限流电阻，而且它还是控制回路决定其增益大小的一个重要元件，它的计算公式是

$$R_4 = \frac{(V_{SA} - V_{F6} - V_F)CTR_{min}}{I_{C(max)}}$$

式中，V_{SA} 是 LM358 的正向饱和电压，正常时 $V_{SA} = 3.5V$；V_{F6} 是二极管正向压降，$V_{F6} = 0.65V$；V_F 是光耦合器中发光二极管的正向压降，$V_F = 1.2V$；CTR_{min} 是光耦合器的最小电流传输比，$CTR_{min} = 80\% \sim 160\%$。SG6858 的控制端电流最大值 $I_{C(max)}$ 为 15mA。将这些参数代入上述公式。则 $R_4 = (3.5 - 0.65 - 1.2) \times 1.2/(15 \times 10^{-3}) = 132\Omega$，取 $R_4 = 130\Omega$。R_4 的阻值过大时，会使控制灵敏度降低；而阻值太小时，容易使控制回路的工作不稳定，产生误动作，甚至产生自激振荡，引发失控。

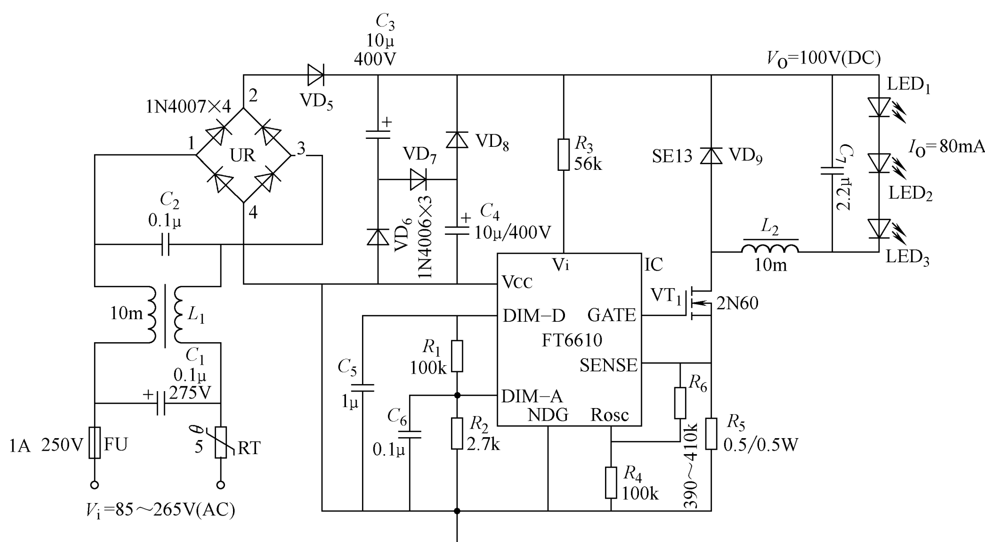


图 2-38　FT6610 非隔离式 LED 驱动电路

2.3.3　FT6610 非隔离式模拟调光 LED 驱动电源的设计

隔离/非隔离是对输入交流电网而言，非隔离容易发生触电事故，在调试或维修时应严格注意安全规定。图 2-38 所示为一种非隔离式 LED 驱动电路。交流输入电压为 85 ~265V，它采用降压式结构拓扑，输出驱动电压低于 120V，驱动输出电流为 80mA 左右，电源工作频率为 200kHz，驱动 LED 的功率达 9W。电路元器件较少，结构简单。$VD_5 \sim VD_8$、C_3、C_4 组成无源功率因数调整电路，可将功率因数提高到 0.92。为了将交流整流与 PFC 电路隔离，加入二极管 VD_9，C_1、C_2 是为抑制串模干扰而设置。VT_1 采用 N 沟通功率开关管，因功率

较小，采用 2N60 型 2A 足以。VD_9 为高压续流二极管，反向恢复时间应小于 30ns 否则因高频使其发热。L_2 为储能电感，随着开关管在高频下的导通和截止，不断地向 LED 灯输送电流，因此，L_2 的电感量以不能小于 10mH 为宜。R_5 是电流检测电阻，通过 R_5 能方便地看到输出功率的变化来平衡片内占空比，也就是输出功率的变化由占空比来调节，R_4 是电源振荡频率设定电阻、频率高、输出功率大，负载能力强但功率开关管发热大。为了使输出电流纹波小高频分量轻，电路并入电容 C_7，此电容宜采用损耗较小的陶瓷电容，它性能稳定、耐高温而且体积小。R_3 是高压限流电阻，它的阻值大小对 FT6610 的安全运行极为重要，尽管 FT6610 内部具有承受 650V 以上的高压的能力，但为了降低芯片的损耗及安全，R_3 的阻值及功耗要特别注意。电源的转换控制 IC 要使它输出稳定的调光电压，经电阻 R_1、R_2 分压，由 V_{CC}脚电压分压后供给 IC 的 DIM—A 脚 260mV，使电压能进入片内，进行比较、移相后对脉冲调制。如果电源电压低于或接近输出负载电压时，电路应改用降压/升压式拓扑结构，应将 VD_9 与 L_2 的位置对换，这时发光二极管 LED 的极性反接。降压/升压式拓扑特点前面已叙。

FT6610 的调光方式有两种，通过改变 DIM—A 脚的电压进行更变，模拟调光电压与驱动电流成正比，模拟调光电压是由电阻 R_1、R_2 分压取得，如果选用模拟调光时，只需将 V_{CC}脚与 DIM—D 脚短接；若选用 PWM 调光，只需改变高低电平时间比即占空比 D 便可。由 R_5 产生的反馈电压，可控制 LED 灯的亮度，采用 PWM 调光时的占空比是 0.2～0.75，PWM 的调制频率远低于电源开关的工作频率。

PWM 调制分固定开关频率调制和固定开关时间调制，开关频率与 R_4 的关系以下式表示：

$$f=\frac{25000}{R_4+25}$$

R_4 若选用 100kΩ 通过计算得　　$f=200\text{kHz}$

关断时间与 R_6 的关系如下：

$$T_{\text{OFF}}=\frac{R_6+40}{26}$$

式中，T_{OFF} 的单位是 μs，如 $R_6=410\text{k}\Omega$ 时，$T_{\text{OFF}}=17.3\mu\text{s}$，若 $R_6=390\text{k}\Omega$ 时，$T_{\text{OFF}}=16.5\mu\text{s}$

电流设定由电阻 R_5 决定，如果通过 LED 的平均电流 I_{AVG}为 350mA，电感 L_2 的变化范围为 30%，这时相对电流的变化量为 15%，则

$$R_5=\frac{V_{\text{DiMA}}}{(1+15\%)\cdot I_{\text{AVG}}}$$

现将调光电压 $V_{\text{DiMA}}=250\text{mV}$、$I_{\text{AVG}}=350\text{mA}$ 代入得到 $R_5=0.62\Omega$

电感 L_2 的计算如下：

电感 L_2 是作用于高频滤波和向负载 LED 输送电能的一只元件：

$$L_2=\frac{(V_1-V_0)}{0.3I_{\text{AVG}}}T_{\text{OFF}}=\frac{(V_1-V_0)(R_6+40)}{7.8I_{\text{AVG}}}$$

2.3.4　BP3108 双向晶闸管调光隔离式 LED 驱动电源的设计

BP3108 是双向晶闸管调光隔离反激式驱动控制芯片，电路无需光电反馈，采用一次侧

反馈模式，控制工作在电流断续模式，不要补偿电路。交流输入电压为 85～265V，输出电流准确率为 3% 可控制 5 只 LED 白光灯串，电源效率只有 80%。控制光源由 BP3108 支持，可实现模拟调光，PWM 调光和 TRIAC 调光两种方式。TRIAC 的导通角是 35°～135°，模拟调光电压范围是 0.8～3.5V，调光比为 4.37∶1。配置 TRIAC 调光模式是通过芯片内部控制导通角来实现无闪烁调光。如果电路输入电压过低，则驱动晶体管给双向晶闸管一个维持电流，确保双向晶闸管处于导通状态，次待命正常工作电压的到来。

BP3108 具有完善的保护功能，包括过电压保护、欠电压保护，LED 开路保护，LED 短路保护，过热保护和电路检测保护等。

图 2-39 所示与 BP3108 内部结构框图。TRIAC 脚是调光信号取样端，该脚可用作模拟调光信号输入。HCD 脚通过晶体管给 TRIAC 提供电流，可接到晶体管基极。DIM 脚是 PWM 调光脉冲信号输入脚，进行 TRIAC 调光时，该脚需接入 1μF 的旁路电容再接地。CS 脚是开关管的一次电流检测端，该脚外部应接入一只电阻用作电流检测。GATE 脚是开关管的栅极驱动端。U_{CC}脚是芯片的电源，它的范围是 6.5～16.5V。FB 脚与反馈信号输入端。芯片内主要包括上电复位电路、输入欠电压保护电路，输入过电压保护电路、LED 短路保护电路、过热保护电路、反馈取样电路、基准电压稳压器、调光信号比较器、峰值电流比较器以及双向晶闸管导通角检测电路、TRIAC 调光电路、TRIAC 驱动电路等。

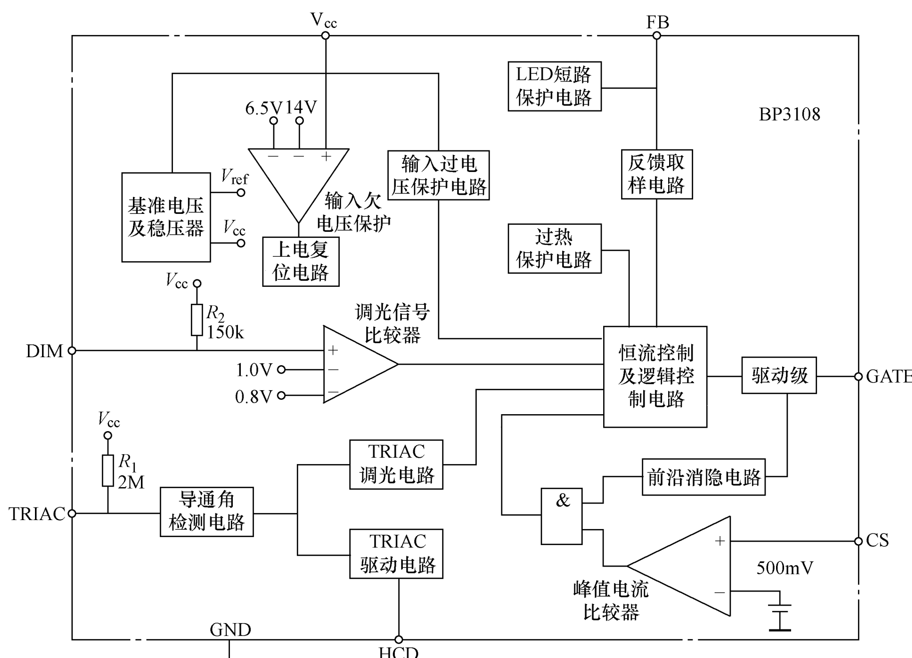


图 2-39　BP3108 内部结构框图

图 2-40 所示为 BP3108 隔离式 TRIAC 调光 LED 驱动原理图。全球性的电力供电电压为 AC85～265V、50Hz 或 60Hz 交流电压，首先经 EMI 低通滤器，再经桥式整流器 UR 和无源 PFC 功率因数校正，通过 C_2、C_3、L_2 平波后获得有一定功率因数的直流线性高压。电源经过这些电路变换输出的电能获取了较低的 EMI 和较高的 $\cos\varphi$，符合欧洲电气照明无线电干扰特性的量值。通电后，电路的启动电流为 25μA。线电压经 R_5、R_6 降压对 C_7 进行充电，当 U_{CC}的充电电压达到 IC 的开启电压时（14V），片内的各个电路开始工作，振荡电路此时

由变压器及开关管开始电能转换，便有电压在变压器各绕组产生，这时反馈线圈的输出电压经 VD_5、C_7 整流滤波后给 BP3108 提供电源电压。R_7、C_8、VD_4 是网络吸收电路，起着钳位保护的作用，VD_4 是阻塞二极管。

图 2-40　BP3108 隔离式 TRIAC 调光 LED 驱动原理图

BP3108 内部集成双向晶体管调光电路，采用了晶闸管导通角检测技术。当输入电 V_i 高于 30V 时稳压管 VS 被击穿，输入电压由 VS、R_3、R_4 分压取样后送至 IC 的 TRIAC 脚，信号经片内去耦检测电路和调光电路，对 LED 的输出电流进行调节，使 LED 发光源适合设计的发光强度。当输入电压过低时，HCD 脚的电压驱动晶体管 VT_1，使它导通，这时给 TRIAC 脚提供维持电流，使双向晶闸管处于导通状态，以等待输入电压正常再启动。

BP3108 内部还集成各种保护功能。当 $V_{CC}>16V$ 时，外部开关管关断，控制 IC 进入重新启动。片内还设置有 19V 钳位保护电路，是防止输入高电压而损坏 IC。160℃是芯片过热保护的阀值，本身还有 30℃的滞后量，当芯片温度达到 160℃时，MOS 管将立即关断；当温度降到 130℃后，MOS 管恢复工作；一旦 LED 出现短路、开路，IC 将自动进入检测负载状态，只等故障解除，将恢复正常状态。图中 R_{13}是变压器一次绕组电流检测电阻，电流流入检测电阻 R_{13}后，经 IC 的 CS 脚进入比较器的同相输入端，它与反相输入的 500mV 进行比较，当差值达到 500mV 时，电流比较器输出高电平，高电平经门电路，控制逻辑电路，由驱动级关断开关管，使输出电流降低，从而实现恒流循环体系。

前沿消隐电路的作用，是在 MOS 管导通时，将输出电流的上升沿封锁 500ns 的时间，其目的是使二次侧的尖峰电流导致开关电流提前结束，以免影响逻辑控制。

驱动 LED 灯串的输出电流计算如下：

$$I_{LED}=\frac{I_P}{4}\cdot\frac{N_P}{N_S}$$

用于 LED 照明的高频变压器的一次绕组、二次绕组的匝数比一般电源变压器的匝数高出一倍，这是因为所用 LED 照明的变压器的功率小、工作频率低（50kHz）。为了提高电源系统的稳定性，降低电磁干扰即是所要采取的措施。

2.3.5　NCP1207 软启动背光源 LED 驱动电源的设计

NCP1207 具有软启动、零电压、零电流开关的功能，高效、低损耗、低成本是 NCP1207

的优势。它的设计功率可达到 150W，为了使电源恒功率输出，美国安森美公司在 NCP1200 的基础上，对芯片拓扑了多功能、高集成化的 NCP1207 电源控制芯片。在电性上，利用准谐振现象，根据开关变换电路电压电流、感抗容抗阻抗相互变化规律，以及电路在实现谐振的特殊条件，研究出了 ZVS、ZCS 的控制理论，进而又在 ZVS、ZCS 的基础上又创造出了零电流转换变换电路（ZCT-PWM）和零电压转换变换电路（ZVT-PWM）。这种变换电路的基本理论是：变换电路在一个工作周期里，一部分时间按 Z_V^CT（表示零电流、零电压转换）的工作程序工作，而另一部分时间按 PWM 工作程序工作，把两种工作程序结合起来，就实现了准谐振开关变换控制，这种变换电路的优点很多，NCP1207 具备了 Z_V^CT-PWM（零电流（电压）转换变换网络）的固有特点，并成功地应用于电子控制各个领域里，技术是先进的。在开关电源这门学科里，构成了准谐振开关电路，可以说是电源转换的一大突破。

准谐振变换器在开关电源各类结构形式里，都是利用变压器的寄生电感和电容及它的一次漏电感，来得到准谐振，但是，变压器过多的漏感和寄生电感对电源功率输出、电能变换、各个部件的信号传递都是有害的，不能过多地依赖上述条件环境实现准谐振这一功能，将给背光源 LED 驱动的应用创造了条件。

1. NCP1207 电路特点

1）达到准谐振这一目标，NCP1207 不但是在芯片本身，集成了特殊的功能模块，还在电路设计上利用 *RC* 振荡，固定开关管导通时间，调整谐振频率，使电路里的容抗与阻抗之和等于零，以获取准谐振变换的工作模式。为了保持输出电流或电压的恒定，电路还应用了变频控制。

2）为了防止在输出大电流的时间周期里，电路进入电流连续模式（Continuous Current Mode，CCM），它对变压器磁心防止磁饱和出现是有益的。电路采取的措施是：监测变压器的反馈绕组电压的零点是否有电流流通，以此来实现临界模式准谐振运行，不出现磁饱和，保证电源安全。

3）电路具有过电压保护、过电流保护、过热保护以及 LED 灯输出短路保护，安全可靠，也是背光源电视电源质量的保证。电路从反馈绕组 L_F 取出电压信号，监测输入电压供电状况。当检测出过电压时，NCP1207 立即进入锁定输出电脉冲，停止向开关管输出。当 IC_1 的 V_{CC}端口低于 4V 时，振荡器将停止振荡，完全停止工作。一旦输出电路出现过载，NCP1207 控制芯片出现“溢出”，自动分压，消除因过载对开关管的高压应力，保护开关功率管的安全。压敏电阻 R_V 是为抑制瞬态浪涌电压的出现而设计的。R_T 是热敏电阻与电路中的负反馈网络组成过热保护工作链。

4）电路在运行过程中，因出现各种异常而快速实施保护，由此也会出现停止工作，但 NCP1207 电路在运行时无论输入输出温度如何变化，IC_1 都处在正常工作之中，都不会因各种保护芯片被“闷死”，这是因为电路设计了动态自动供电，它具有关闭/自动启动功能，保证了电路运行而不间断这一工艺技术。

2. NCP1207 电路工作原理

NCP1207 由 EMI 低通滤波保护电路、单相电压整流滤波电路、AC/DC 转换电路、输出滤波整流电路、取样反馈控制电路和恒流恒压控制电路组成。由于电路开关具有 ZVS 软启动，恒功率输出，电源被用在笔记本电脑、离线式蓄电池充电器、DVD 播放机、机顶盒电源、LED 背光源等消费类电器。又由于具有 ZVS 软启动、抗干扰能力强、功耗低、效率高也被用于国防军事各领域。图 2-41 是它的电路原理图，其工作原理如下：

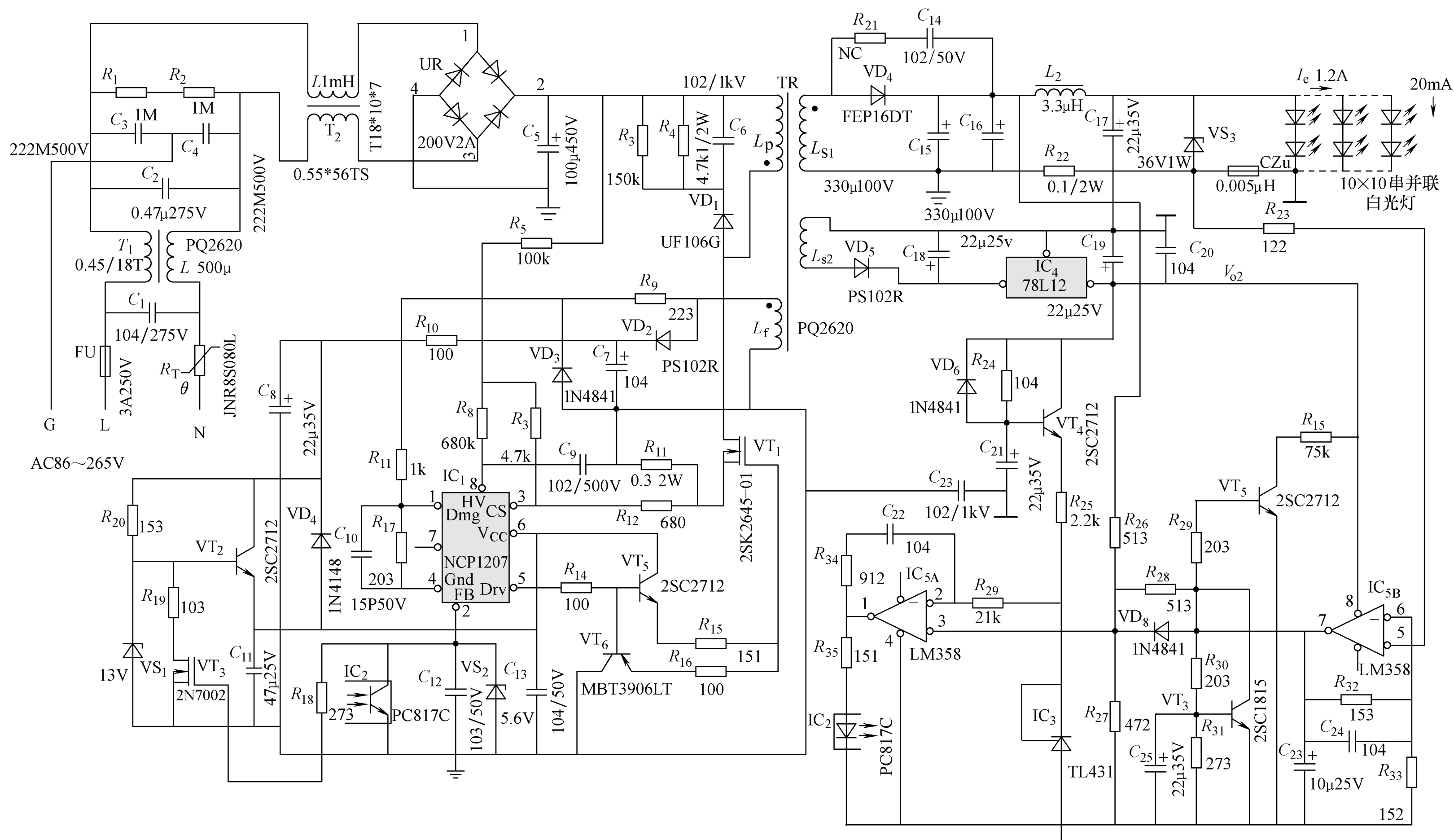


图 2-41　ZVS 软启动 NCP1207LED 驱动开关电源

1）低通滤波保护电路。低通滤波是滤除 10MHz 以下的电磁干扰信号和大于 10MHz 低于 30MHz 的射频信号，更多的是低频噪声信号，这种信号对电子设备来说它的危害是最大的，如传导干扰，不但是外部设备噪声传入电源，干扰破坏电源正常工作，而且电源的噪声也会通过输入电源的电线向外部传出电源本身的噪声，形成交叉干扰。一台良好的电子设备既不受周围电磁噪声的影响，也不产生对周围干扰的噪声电磁波。图 2-41 电路会有两级复合式抗电磁干扰的滤波电路，它滤除噪声的效果最佳，电磁兼容性 EMC 最好。所谓保护电路主要是输入过电压保护和温度过热保护，具体指哪些元件，前面很多章节已经叙述，这里不再重复。

2）电源启动和 NCP1207 的供电电路。NCP1207 具有动态自动供电的功能，该功能使电路处在保护关闭输出而又不“死机”最优点，它不要另外人工启动，也不消耗过多功率。IC_1 的 8 脚直接接到整流后的直流高压线上，向 IC_1 内部电路提供在启动时所需的电能，使电路进入工作状态。为了减小 IC_1 在启动时的功耗，提高电路的可靠性，电阻 R_8 用来减小启动电流。C_9 是接在 $IC_1$8 脚的旁路电容。图 2-42 是 NCP1207 引脚图。

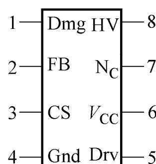


图 2-42　NCP1207 引脚排列
1—磁心复位检测和过电流保护　2—峰值电流保护　3—电流采样　4—电流检测输入端　5—驱动脉冲输出　6—IC 电源供应端　7—空脚　8—高压输入端

当输出电流增大时，开关管 MOSFET 的漏极电流上升，也使电流在 R_{11} 上的压降上升，电容 C_8 保证 IC_1 的供电不会影响它的工作。变压器 TR 的反馈绕组 L_F 的电压，经 VD_2 整流、C_8 滤波、R_{10} 限流，输出直流电压 V_F，但 V_F 是随着输出功率的变化而变化的，为了保证 IC_1 的工作安全，必须使 V_{CC} 脚的电压稳定在 12V 左右，因此由 R_{20}、VT_2、VS_1 组成的稳压电路，才使 IC_1 稳定工作得以实现。电阻 R_{19}、R_{18}、场效应晶体管 VT_3 是电源短路保护电路，当电源输出发生过电流或短路时，输出电压降低或为零，使 IC_2 的发光二极管亮度增大，IC_2 的接收晶体管的集电极电流跟随上升，电流使 R_{18} 的压降上升，场效应晶体管 VT_3 导通，此时 VT_2 截止，使 IC_1 的 6 脚因电压而停止工作，起到过电流或短路故障保护作用。尽可能地减小电阻 R_{19}、R_{18} 的阻值，降低电路处在保护期间的功耗。

3）驱动电路。为了增强 VT_1 的驱动能力，电路设置了由 VT_5、VT_6 并联的“图腾柱”电路，两只晶体管的发射极分别接电阻 R_{15}、R_{16}，再连接到栅极，其作用是加速 MOSFET 的开关速度，降低由于开关管的“开”和“关”所产生的 EMI 干扰。

4）变压器磁心去磁电路。变压器是由于交变的磁场将电能向外传递的，每次产磁和放磁的过程就是电能转换，要得到最大的转换效率，必须使变压器的剩磁得到完全地释放，要达到这一目的，变压器磁心要去磁，而去磁的要点是保证变换电路的切换点在电磁波的谷点。R_9、R_{11}、R_{17} 及 C_{10} 就是电磁波谷点切换电路。改变 R_9、R_{11}、R_{17} 的阻值，可改变控制电磁波谷点，也是改变 1 脚的电压高低。如果 1 脚的电压值调整到合理的点上，就能保证电磁波谷点切换，使变压器磁心去磁顺利实现。另外，还可以改变旁路电容 C_{10} 的容量，同样可以达到理想的目的。如果 C_{10} 的容量增大，则电路充电时间加长，波谷切换延长，反之则缩短，它也是实现 ZVS 软开关的关键元件。R_3、R_4、C_4 及 VD_1 是网络吸收回路。VD_3 为变压器反馈绕组的放电提供通路。

5）输出整流滤波和恒功率输出电路。VD_4、VD_3、C_{15}、C_{16}、L_2 和 C_{17} 组成 π 型滤波电路。R_{21}、C_{14} 是阻容吸收回路，降低输出电压的纹波，减少二极管在截止时间残留在 PN 结上的电子反向流入。CZU 是铁氧体磁珠，吸收开关噪声。R_{26}、R_{27} 是分压取样电阻，三端稳

压器输出电压 V_{o2} 经 R_{26}、R_{27} 分压取得采样电压 V_A，此电压加到 IC_{5A} 的同相输入端 3 脚上，由 IC_3 产生的 2.5V 基准电压输入到 IC_{5A} 的 2 脚，经 V_A 与 V_{REF} 比较后，输出差值信号，通过 R_{35}、IC_2 的发光二极管转换为电流信号，进而控制光耦合器中的接收晶体管电流，控制占空比的变化，使输出电压 V_o 保持不变，实现恒电压功能。R_{25} 是 IC_3 的限流电阻，IC_3 的工作电流限制在 5.5mA。$R_{25}=\frac{12V}{5.5mA}=2.18k\Omega$，取 2.2kΩ。

IC_{5B} 是电流控制回路的电压比较器，它的同相输入端接电流检测电阻 R_{22}，反向接到分压电阻 R_{32}、R_{33} 之间，它的输出电压通过 VD_8，向 IC_{5A} 的正向端输出电流信号，促使 IC_{5A} 按 IC_{5B} 的信号指令对 IC_2 进行控制，同样使电路处在恒流状态。另一路通过 R_{30} 加到 VT_3 的基极，同样使 VT_3 导通。意味着 R_{27}、R_{28} 并联，这样改变了输出反馈电阻取样，使输出电流的变化调整 IC_2 光耦合的强弱，同样使输出电流保持不变。电解电容 C_{23}、C_{25} 防止 VT_3 和 IC_{5B} 产生误动作，起着延时作用。电路具有双回路恒流控制，恒功率输出效果明显。

LED 背光源液晶电视，有侧入式和直下式两种，侧导光 LED 背光模是满足光学指标低成本的一种好型式。侧导光 LED 背光源具有轻、薄的特点。

NCP1207 恒功率电路，采用恒流式驱动，输出电流保持不变，采用 LED 并联和串联混合方式。由于并联的 LED，若某只 LED 断开，这一支路平均电流影响不大，依然正常工作。电路采用稳压启动，若 LED 短路，这时负载相当于少了一支并联 LED，其他支路电流增高，驱动器输出电流，但由于并联 LED 较多，断开一只 LED，电流的平均电流增量不大。

电路采用白光 LED 驱动，每只额定电流为 20mA，正向导通电压为 3.3V，正向导通电压由恒流所决定。电路可接受线性电压，片内 PWM 调光，也可采用外部 PWM 调光，灯的亮度跟随占空比改变而调光。

对容性负载，在性能方面有两类情况，一种是单一驱动 LED 功能，另一种除了驱动 LED 功能外，还具有电脑控制信号端口或控制 LED 变色、闪动、亮暗交替等功能，这时 LED 控制装置内部应具有灯光逻辑变化电路，显然 NCP1207 电路不具备。

2.4　开关电源设计开发与 LED 照明应用存在的问题

2.4.1　电磁干扰问题

1. 开关电源中的主要干扰源

对于开关电源中的电磁干扰，首先要清楚干扰源的特性、干扰的通道和传播方式。

在开关电源中，电磁干扰主要是由开关器件、非线性无源元件以及印制电路板的走线和元件布局不当引起的。

功率开关转换电路是开关电源的核心，开关功率管和高频变压器是产生电磁干扰的主要器件。脉冲的幅值大，工作的频带宽，而且谐波含量高，对抑制电磁干扰与提高开关电源的效率是一个很大的矛盾，因为频率高、功率大，电磁辐射强度必然大。

开关管的负载是高频变压器的一次绕组，属于电感负载。电感负载的特点是电路在开通和关断的瞬间将产生极大的反向电流，称为涌流。这种电流将在变压器一次绕组的两端引发浪涌尖峰电压。开关管在关断瞬间，由于一次绕组存在漏感，相当一部分电能不能传送到二次侧，因此这部分电能将在开关管集电极的极间电容、电阻间形成带有尖峰电压性质的高频

振荡，并叠加在关断电压上，形成能量很大的尖峰电压。这个尖峰电压在开关管导通瞬间传导到电路的输出端，形成传导干扰。开关电源高频振荡传播的高频电能将形成电磁干扰。同样，脉冲变压器的一次、二次绕组在开关晶体管和电路电容的作用下，也将形成高频开关环路电流。这个环路电流将向空中辐射，形成辐射干扰。如果电路中的电容容量不足，高频特性不好，或高频阻抗较高，则高频电流将以差模方式传导到交流电源电路中，形成传导干扰。

主电路中的整流二极管在导通和截止期间产生反向恢复电流，这种电流比续流二极管的反向恢复电流小得多。但是，整流二极管的反向恢复电流形成的干扰信号强度大，频带宽，辐射面很大，将整流电路当成电磁干扰源和干扰通道。开关电源的研发人员要认真加以研究，加大抑制，防止这种干扰源的形成。

开关电源的种类很多，无论什么类型都是利用半导体器件的开和关来工作的，并且利用开和关的时间比或占空比来控制输出电压的高低。通常开关电源都在 30kHz 以上的开关频率下工作，所以开关电源将产生浪涌电压、浪涌电流和各种噪声。这种噪声源通过电路或开关电源的本体以共模或差模方式向外传导，同时也向周围空间辐射。图 2-43 所示的是一种典型的开关电源电路，下面分析该电路产生噪声的主要器件及电源回路。

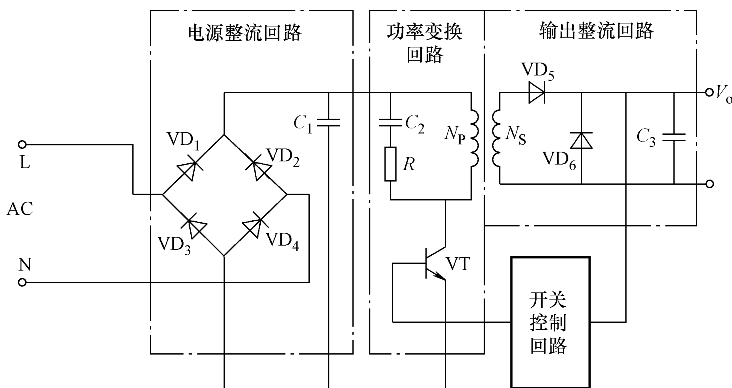


图 2-43　开关电源产生噪声的器件及电源回路

4 只整流二极管输出脉动电压的时间超过电容 C_1 的充电时间时，电流将从电压输入电路输入，也就是输入电压和输入电流由于有充电电容存在，产生相位差，使电源整流回路产生高次电流畸变（也就是电流谐波），并同时形成噪声。

开关功率管在高频通断的状态下，高频变压器的一次绕组 N_P、开关管 VT 以及滤波电容 C_1 构成高频电流环路。如果电容 C_1 的容量不足，则高频电流以差模方式传导到交流输入电路中去。加上开关管 VT 的负载是高频变压器的一次绕组 N_P，是感性负载，开关管在通断工作期间，变压器一次绕组将产生较高的浪涌电压。高频电流在这一回路上以差模的方式传导到交流电源中形成噪声干扰。

输出整流回路的噪声是由硅整流二极管 VD_5 和滤波电容 C_3 所构成的高频开关回路产生的。整流二极管是由 PN 结构成的，由于在截止期间 PN 结内积累了大量的电荷，这些电荷在反向电压的作用下将产生反向电流。由高频变压器传递过来的电压频率很高，输出回路的整流二极管 VD_5 的开关整流时间极短，储存在二极管中的大量电荷不能完全传送出去，便形成反向浪涌电流。在有分布电容、分布电感存在的输出整流回路里，浪涌电流引发高频振荡干扰电磁波并快速向空中发射。

电源整流回路、功率转换回路、输出整流回路的各个元器件都是产生噪声的发源地，加上高频变压器的一次侧与二次侧之间、电路与机壳之间、电源地与信号地之间存在大量的分布电容，这些电容将引起电源工作的稳定性和可靠性降低，还将产生不固定的、非周期的谐波频率，发射出共模噪声干扰。

2. 电磁干扰的传播方式

电磁干扰可分为辐射干扰和传导干扰两种。一般可以用电路理论和数学知识结合起来对传导干扰进行分析，对干扰的各种元件的特性和物理量进行研究。但是辐射干扰错综复杂，干扰源的产生、相互作用用理论和数学公式表述极为复杂，分析起来比较困难，用仪表测量也不十分准确。

开关电源从用电电网中取得电能并将其转换为另一种特性的电能供给负载。同时，开关电源又是一种噪声的发源地，通过耦合通道对电网和其他用电设备进行干扰，而用电电网也载着各种非正弦波的干扰源进入开关电源。

什么是共模干扰？共模干扰就是干扰的大小和方向一致，在电源的任何一相对大地都存在。共模干扰也叫纵模干扰、接地干扰，其实质是载流子与大地之间的干扰。

差模干扰是干扰源的大小相等、方向相反，对一切导电体都产生的干扰信号。在电源的相线与中线或相线与相线之间都存在差模干扰。差模干扰也叫常模干扰、横模干扰或对称干扰，是载流子与载流子之间的干扰。

共模干扰是由以辐射方式或者通过干扰源耦合到电路中的，而差模干扰来自同一条电源电路。这两种干扰一般是同时存在的，但是由于每种电路的阻抗不一样，这两种干扰的深浅程度会有所不同。两种干扰在传输过程中还会互相转化，过程非常复杂。

开关电源的工作频率如果不高，就为干扰源的耦合、受干扰的电气设备构成了多路输入、多路输出的通道网络。将这种网络分解为共模干扰和差模干扰来研究，是最合适的处理方法。但是，将耦合通道分为共模通道和差模通道有一定的局限性和难度。虽然能在电路上测量出共模数量和差模数量，但是不容易确定这两种模数是由哪个元器件产生的。

3. 辐射干扰的产生、传播和测量

辐射干扰分为近地干扰和远地干扰，由于辐射位置不同，对物体的辐射强度也不一样。根据麦克斯韦电场理论可知，导体中变化的电流会在它的周围空间中产生变化着的磁场，而变化着的磁场又产生变化着的电场，两者都遵循麦克斯韦方程式。变化着的电流幅值和频率决定了产生电磁场的大小以及作用范围的大小。天线是电磁辐射源。在开关电源电路中，主电路的开关管、滤波电容以及高频变压器等都可以认为是天线。从磁场理论分析可以得出，各元器件在工作期间每时每刻都在向空间辐射电磁干扰信号，将这些干扰信号叠加起来，就可以得到整个电路向空间产生的辐射量之和。这就是这台设备的辐射干扰磁场强度。

值得注意的是，不同回路的电流相位不一定相同，这一点对于计算磁场强度尤其重要。由于电路相位的不同，测量干扰源传播迟滞效应的时间就有差别；另一方面各个元器件本身的导电性能不同（如电感电流的相位比其他元器件的相位要滞后），也会导致相位不同。这就是所谓的迟滞效应。迟滞效应的结果会使电路的工作频率相对降低，但迟滞效应的作用不是很大，所产生的影响也较小。

我们知道，辐射干扰的频率高于 30MHz 的很少，若以测量电线上的感应电压来衡量干扰程度，这是不符合实际情况的，因此，必须通过直接测量传播到空间的干扰波来衡量辐射干扰的大小，这是真实的。辐射干扰的测量方法除直接测量传播到空间的干扰波以外，还要

测量泄漏到电源线上的功率。用这种方法测量的结果一般是准确的，会得到美国、德国的认可。对于家用电器等小型电子设备，辐射干扰只是测量电源线上的辐射量，这种方法称为吸收钳位法，用这种方法测量辐射噪声干扰只是粗略的。要对开关电源的电磁干扰（EMI）和射频干扰（RFI）进行精确测量，所用的仪器很多，测量的环境（包括温度、湿度、室内电磁屏辐射量度、静电效应等级）都有严格的要求。仅靠吸收钳位法测得到的数据是不准确的，实际测量时环形天线离地面 1m 架设，在 180°的范围内转动环形天线使测量值最大。当然被测设备也要选在最大辐射方向上，测量的结果与电场一样，单位是 dB · μV/m。测量 30kHz 以上的辐射噪声时按电场强度测量，如图 2-44 所示。测量距离 D 为 3 ~ 30m，被测设备的大小和测量最高频率应采用标准化环形天线，但是使用这种天线很难判别低频区辐射噪声。测量距离 $D>\frac{L^2}{\lambda}$，其中 D 是测量距离（m），L 为被测试设备的最大尺寸（m），λ 为要测量最高频率的波长（m）。根据上式，被测试仪器的最大尺寸在 1m 以内，最高频率为 1000MHz，则 $\lambda=3$m，测量距离 $D=3$m。若 L 超过 1m，需要 3m 以上的测量距离。

再看图 2-44 所示的配置，工作台采用绝缘材料制成，高度为 0. 8 ~ 1m。被测设备在 360°方向上都有辐射，因此，必须测量其最大值。这样转动台子比较方便。天线接收的辐射干扰波是两种波的合成，其中一种是直射波，另一种是大地的反射波。不必对两种波都进行测量，将两种波的矢量合成测量最大值。如果测量距离 D 恒定，则最大值、直射波与反射波的相位角随着天线高度与频率而变化。为了使相位一致，以获得最大值，需要调整天线的高度和它的方向。

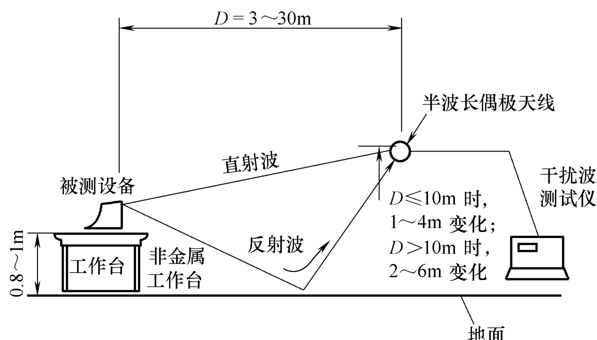


图 2-44　辐射干扰的测量布局

对辐射干扰在室外测量时，要考虑场地的接地面和周围反射物的影响问题。接地面尺寸有图 2-45a、b 所示的两种方案。图 2-45a 为 FCC OET-55 方案，图 2-45b 为 CISPR Pub22 方案。前一种方案采用的接地面为菲涅尔椭圆，具有足够反射波的条件。

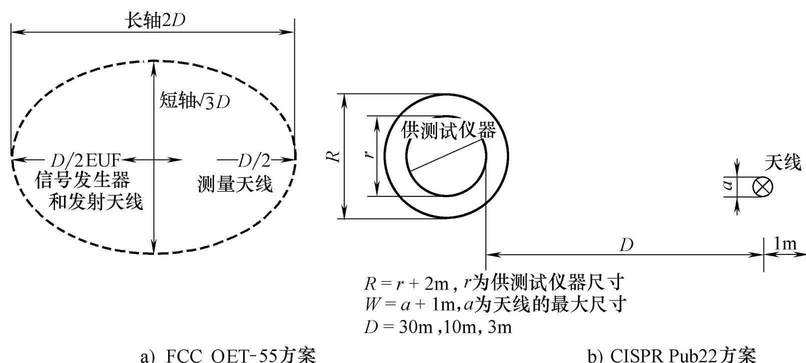


图 2-45　接地面方案

CISPR Pub22 方案认为接地面由接收天线的最低频率、调谐型偶极天线的长度和待测设备的大小确定，这种方案不能得到足够的反射面。采用 CISPR Pub22 方案构成的接地面，用

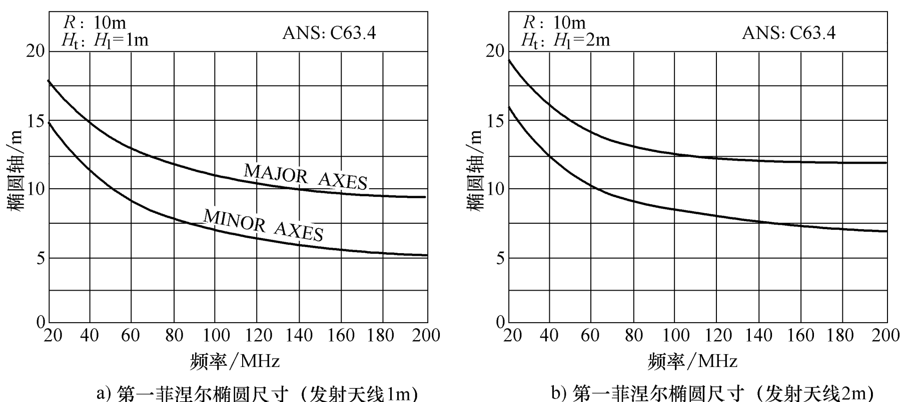
10m 法测量的结果如图 2-46 所示。很明显，低频区的衰减量增加，这种增加是由于接地反射量不足引起的。也就是说，CISPR Pub22 确定的接地面的面积不能完全覆盖菲涅尔区。图 2-45 中的 W 由下式确定：

$$W=R\left\{\left[\left(\frac{d}{R}\right)^2+\frac{2d\sec\theta}{R}\right]\left[1-\frac{\tan^2\theta}{(d/R+\sec\theta)^2-1}\right]\right\}^{\frac{1}{2}}$$

接地面的距离 L 为

$$L=W\left[1+\frac{1}{(d/R+\sec\theta)^2-1}\right]^{\frac{1}{2}}$$

式中，$d=d_0+\lambda/2$，$d_0=d_2-d_1$；R 为收、发天线的距离；d_1 为直射波传播距离；d_2 为反射波传播距离；λ 为波长。频率为 30～200MHz 时，其菲涅尔椭圆的尺寸如图 2-46 所示。



a) 第一菲涅尔椭圆尺寸（发射天线1m）　b) 第一菲涅尔椭圆尺寸（发射天线2m）

图 2-46　菲涅尔椭圆尺寸

辐射噪声的测量方法为前面介绍的吸收钳位法，这是一种新方法，CISPR Pub14 采用这种方法。经过多次试验，一般小型电子设备的辐射噪声是经电源线（相当于天线）辐射出去的。由此，可根据电源线的辐射噪声功率来推测辐射噪声的电场强度。吸收钳位法就是用铁氧体磁管吸收电源线的辐射噪声功率。用这种方法的条件是终端无反射。根据吸收量与噪声电流成比例的原理，用电流探针测出此量，就能测得辐射噪声功率，从而推测辐射噪声的电场强度。如果铁氧体磁管不能完全吸收辐射噪声的功率，就会影响测量精度。

4. 电磁干扰抑制方法

开关电源的传导干扰是由输入电源传播的，会对所有的电子设备产生严重的干扰。抑制传导干扰最有效的方法是在电路的输入、输出端加滤波器，还有加缓冲器、减少耦合回路、降低寄生振荡等方式。近年来随着新的电子器件不断出现，人们提出了一些新的抑制方法，包括有新的控制理论和新的无源缓冲电路等。

（1）频率调制控制法

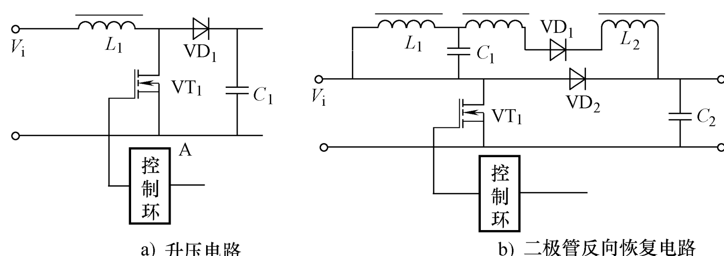
由于频率的变化而产生的干扰源的能量在开关频率下都集中在动态元器件上，要抑制这些动态元器件所产生的干扰频率，满足抑制 EMI 的标准，有一定的困难。开关频率、信号能量抑制是一种比较好的办法。能量调制分布在一个很宽的频带上，产生一系列的分立的边频带。这样将干扰频谱展开，干扰能量被分割成小段分布在各个频段上，经过频率调制，抑制开关电源的 EMI 被化解、吸收，使这一干扰源能量减小。

以前采用随机频率（Randomized Frequency）控制的主要出发点是在电路中加进一个随机扰动信号，使开关的时间间隔进行不规则变化，则开关噪声频谱由原来离散的尖脉冲变成连续分布频率噪声，这样噪声峰值大大下降。

（2）无源缓冲电路

开关电源中的电磁干扰大多是由开关管产生的。其次，输出的整流二极管在导通时，其导通电流不仅将引起大量的开通损耗，还会产生大量的导通电磁干扰信号；在关断时，由于二极管极间电容的存在，同样产生电磁波信号。如果在电路上加进缓冲电路，不仅可以抑制二极管在开通和关断时的电磁干扰，而且具有电路简单、容易控制的特点，因而得到了广泛应用。但传统的缓冲电路结构复杂，很难控制，还可能产生高的电压、电流应力，对开关电源的使用寿命和工作可靠性造成不利。这种缓冲电路不能用于抑制电磁干扰。

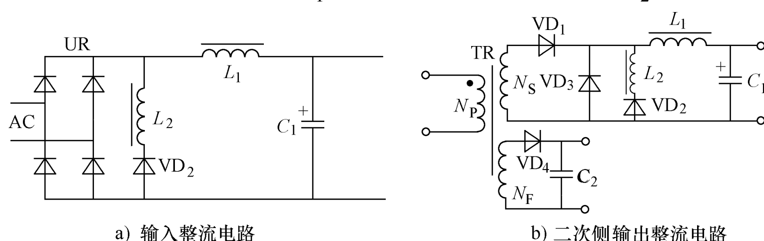
图 2-47 所示是升压式 DC/DC 变换电路二极管反向恢复电流抑制电路，结构简单，可靠性高。



a) 升压电路　　b) 二极管反向恢复电路

图 2-47　升压式 DC/DC 变换电路二极管反向恢复电路

如图 2-47a 所示，VT_1 导通后，二极管 VD_1 截止。由于 VD_1 上的电压很高，VD_1 截止后靠反向尖峰电流加以恢复，反向恢复电流只能由特定的变换器才能抑制。图 2-47b 所示电路可以较好地解决这一问题。该电路在图 2-47a 所示电路的基础上增加了二极管 VD_2 和电感 L_2，这两个元件与主电路电感 L_1 串联，又与主二极管 VD_1 并联。当 VT_1 导通时，二极管 VD_2、电感 L_2 对主电路进行分流，使 VD_1 上的电流为零，直至 VT_1 截止。由于 L_2 的作用，VD_2 上的反向恢复电流很小，近似于零。这种变换器电路最重要的特点是限制了主二极管的反向恢复电流。这种方法还可以用在输入、输出整流二极管对反向电流的抑制方面。图 2-48 就是这种方法的运用实例。主二极管的反向电流会对开关管造成很大的电流、电压应力，轻则增加电路的功率损耗，重则会使开关管损坏。图 2-49 所示是无损缓冲电路，它的工作原理是这样的：主开关管导通时，电流 I_L 分两部分，一部分流向二极管 VD，即电流 I_D；另一部分流向 L_1，即电流 I_{L1}。当开关管关断时，电流 I_{L1} 受 VD_1、C_1 的限制，利用 L_1、C_1、C_2 之间的谐振及能量转换，实现对主二极管 VD 的反向电流的限制，使开关管的损耗、EMI 的量大大减少。同时 VT 导通时，C_1 上的能量通过二极管 VD_2 转移到 C_2 上；VT 关断



a) 输入整流电路　　b) 二次侧输出整流电路

图 2-48　输入、输出整流二极管电流抑制电路

时，C_2 和 L_1 上的能量传递到负载。这种缓冲电路的损耗很小，效率很高，很有参考价值。

图 2-50 所示是正激式无源补偿电路，利用磁性复位绕组，可以更加方便地进行补偿。补偿电容 C_{COMP}与寄生电容 C_{PARA}的容量大小一样。工作时变压器 TR 使 C_{PARA}产生的干扰电流与 C_{COMP}所产生的干扰电流大小相同、方向相反，二者叠加后相互抵消，消除了干扰电流。二极管 VD_3 不但可以保护开关管 VT_1，还对 TR 产生电磁信号起到旁路作用。

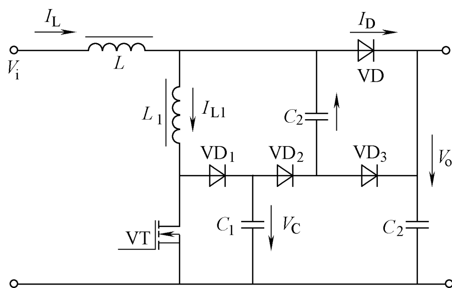


图 2-49　无损缓冲电路

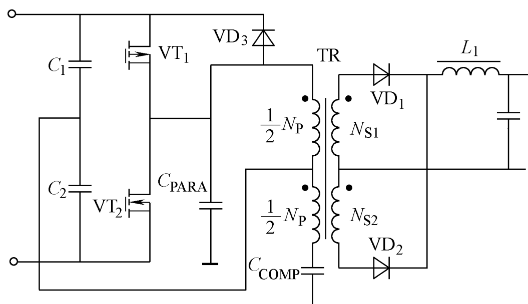


图 2-50　正激式无源补偿电路

（3）接地方法

“接地”有两种：一种是设备接大地，另一种是设备仪器信号接地。两者的概念不一样，目的也不同。前一种要求设备接地的接地电阻必须小于 0.05Ω，后一种地是设备仪器电位的基准点。另外还有浮地，采用浮地的目的是将电路与公共接地系统可能引起的环流的公共导线隔离开。浮地可以使不同电位间的配合变得容易，可以增强抗干扰性能，使设备稳定工作。

（4）屏蔽方法

抑制开关电源产生辐射干扰以及外界对电源的干扰，采用屏蔽的方法是最有效的，也是最普遍的。屏蔽的材料除了电导率良好的金属材料外，还可用磁导率较高的磁性材料。脉冲变压器对磁通的泄漏是最容易发生的，有漏磁就会产生磁场干扰。对这一问题，可以利用闭合环形成磁屏蔽，使磁场在一个环形材料内循环，不向外界散射。另外，还可以对整个开关电源进行电场屏蔽。若用电场屏蔽，则外壳引出线一定要与地连接。磁场屏蔽与电场屏蔽是两个概念，屏蔽的方式有点不同。屏蔽还要考虑散热问题和通风问题，一般在屏蔽外壳上钻圆形通风孔，通风孔以多为好，但孔径要小，防止泄漏。屏蔽外壳的引入、引出线要采取滤波措施，否则不仅不起作用，还可能成为干扰磁场发射天线。如果进行磁场屏蔽，外壳则不需接地。

（5）滤波方法

开关电源用得最多的电流处理方法是滤波，如低通滤波、电源滤波、高频滤波、纹波滤波……低通滤波就是将滤波电路安装在开关电源的进线与桥式整流电路之间，它可减少从电网引入的传导干扰噪声，对提高开关电源的可靠性起着十分重要的作用。

传导干扰就是电磁噪声干扰，是开关电源的主要隐患之一。传导干扰又分差模干扰和共模干扰两种。一般共模干扰比差模干扰所产生的电磁辐射能量要大。抑制电磁辐射的最有效方法是采用无源滤波。

2.4.2　效率与功率因数问题

开关电源的特点是轻、小、高效率、高功率密度。开关电源的外形可以短、薄。最近有

人在研究变压器折叠式绕组（Fold Wind），其目的是提高功率密度，实现特定要求，满足各种需要。

开关电源效率较高时，损耗就很低，只有这样开关电源才具有高功率密度。高效率是由多种因素决定的，最主要的因素是安全。只有彻底掌握开关电源的理论知识，具有丰富的工作经验，对开关电源进行精心设计、认真实验，并借助于优化设计和仿真设计，才能制造出优质的、高品位的开关电源。

一般开关电源的滤波电路是由单电容和电感组成的，由此引发出开关电源功率因数低的问题，原因是只有在正弦交流电压的瞬时值高于直流电压时，电网电压才对滤波电容充电，充电时间短，充电电流是尖峰状，偏离了正弦波。

有源功率因数校正器以反激式为基本电路，采用双环控制调节占空比使电路输出电压稳定，使输入电流紧跟输入电压变化，功率因数达到或接近 1 的水平，效果非常明显。

随着开关电源的新技术不断取得进步，现在开关电源已经取代晶闸管整流电源，作为基础电源的 48V、24V 直流电源给电信通信系统带来了极大的经济效益和社会效益。电信通信系统的容量大，一般为几千安甚至上万安，而且机房无人值班。这种大容量电源一般由几十个千瓦级的开关电源模块并联才能满足要求，而且每个模块必须向控制系统提供电压、电流、温度、工作状态（运行、故障、均流）等方面的信息。不但如此，每个模块还必须能接收控制系统的遥控指令，这就是所说的智能化高可靠性开关电源模块，这些电源模块还必须有高功率因数。

2.4.3　器件材料问题

目前，市场上常用的电源控制集成块虽然很多，品种也不少，但 IC 的集成度不算高，器件的技术参数分散性大，同一个厂生产的 IC 它的技术参数相差 5% ~10%。能否将有源功率调整、脉宽调制、各种保护、监测、控制集于一体，将振荡变压器、二次整流滤波集于一体；能否将铁氧体磁心变压器实现纳米化平面变压器……这些是开关电源实现质的突破的关键问题。

高功率因数、高效率、高功率、低电压、大电流不应是目前的这条水平线，而应是电源功率提到百千瓦，工作频率达到 5MHz 以上，电源输出电流高达上千安……这一切靠什么？靠电子器件。

器件是影响电子工业的拦路虎，体积大、重量大、功率密度低、损耗降不下来，这是现在器件真实的写照，好比 20 世纪 50 年代电子管计算机，用 33 层楼，刚好安装一台计算机，开机运行只有 50h，内存不到 10MB。为什么这么大，运行时间这么短？是因为器件问题、集成度低下的问题。现在的手提计算机（笔记本电脑）已解决了器件体积问题、材料耐温问题和软件程序问题。

2.4.4　功率变换控制问题

提到变换控制自然想到软件。开关电源变换有这样几种形式：AC/DC 变换、DC/AC 变换、AC/AC 变换，以及 DC/DC 变换等，实现这些控制变换是以频率为基础，以改变电压为目的。软开关是开关电源领域里的一门新技术，虽然它的损耗很低，但难以实现高频化和小型化。想执行“软开关”，实施程序化，用程序软件进行控制功率变换，有待科学工作者进一步研究。我们知道，运用程序控制不确定参数有温度变量、电磁场变量、交流磁场强度变

量、交流磁感应强度变量等等诸多可变因素，使软件控制难度加大。电源全程自动检测、控制、变换实现软件化，目前还存在一定的差距，有些难题需要突破。

2.4.5　生产工艺问题

开关电源应用越来越广泛，新的变换技术、新的电磁材料、新的电子器件、新的控制软件，不断地出现，可做到数万千瓦比比皆是。近期变压器采用平面多层超薄固体，变压器磁心用超微晶材料，它的工作频率可高达 5 ~ 10MHz，效率可达到 95% 以上。功率密度为 3 ~ 6W/cm^3，功率因数高达 0.99，能经受高温 150℃、低温 −40℃的考验，寿命在 80000h 以上，这就是开关电源发展的宏伟趋势。所谓高标准，就是对未来开关电源的挑战：第一，能不能全面达到电磁兼容性的各项技术标准，为实现这一技术标准，科学家们采用高磁导率、低损耗纳米晶磁心，这种磁心饱和磁感应强度 B_j = 1.24T，电阻率高达 130Ω · cm、居里温度在 320℃以上。第二，企业能不能大规模、稳定生产，或快捷地进行单项生产。据德国宏宝公司介绍，一台设计好了的开关电源，从元器件选用、电路板的设计制作、排插焊接、老化测试，直到成品包装出厂，只需 18min，产品的完好率达 98%。第三，按照人们的需要，能不能组装或拼装大容量、低电压的开关电源。

在生产设计过程中，测量多环开关电源的频率响应是生产工艺一项艰巨挑战，尤其是在有稳压电路处在二次侧时，环路稳定性分析通常是从被研究的电源部分的开环波特图开始，设计人员从频率范围内的相位和增益数据来确定变换形式的补偿器结构，以此设计出正确相位裕量影响的选定交叉频率，最后设计出符合工艺要求的总环路增益及补偿电路的电源。一旦环路闭合补偿电路的极点/零点能够确保稳定，又要涉及实现加权反馈的变换器，这使得设计生产工艺显得非常复杂，这种电源功率变换运用多路反馈通道，值得研究电源的人们探讨。

高频开关电源性能优于相控整流电源，它能否在工业上得到广泛应用，关键是生产工艺，由生产工艺得出产品的可靠性，而开关电源的可靠性又取决于主电路拓扑结构及控制方法，在设计电源模块时，作者曾选用三相电流型 PWM 整流技术来实现三相功率因数校正及移相全桥谐振拓扑的方法来执行 AC/DC 转换。高频开关电源整流模块具有重量轻、体积小、效率高的特点，随着均流技术的成熟完善，一定能将高频开关电源设计成高效率的电源。近期，科研人员通过高压整流、高压滤波、高频调制、低压高频整流等一套新工艺生产方式，生产出低电压、大电流输出的新电源，它具有高功率因数、高效率、低辐射、超小型等特点。

第四，开关电源能否在更广泛领域里应用，也是值得期待，做到一机多用，机机相用不是一件很容易的事，它除了有很好的兼容性外，还要有通用性，如一台只有 45W 的开关电源，应安全地用在 60W 生产机子上，通用性好。所有的开关电源能在中国（220V、50Hz）、美国（100V、60Hz）、日本（230V、60Hz）以及欧洲都能使用。这样，所开发出电源产品性能价格比大，销路宽广。

总之，开关电源正朝着小、短、轻、薄、多用途、长寿命方向发展，灵巧、精致、智能型的新产品，不久的将来一定会出现。

2.4.6　LED 照明寿命问题

LED 的寿命长短关系到 LED 灯的使用价值相关的经济利益。它的寿命长短与使用的环

境温度、LED 灯的功率大小以及驱动电源的质量等都有关系。其中使用温度包括环境温度、芯片结温、散热条件，驱动电源工作温度等。理论上 LED 的寿命可达 10^6h，但是，这是对于小功率照明度比较好的 LED 灯有可能达到，目前大功率 LED 灯的寿命都低于 100000h，国内只能达到 20000h。根据“能源之星”的规定，LED 照明灯发光源的寿命是这样规定的：当光通量衰减到初始值的 70% 时的累计工作时间，这就是 LED 灯寿命标准。按规定，标准的、非标准以及全方位的 LED 灯的寿命为 25000h，其他 LED 装饰灯、白炽灯和荧光灯的替换灯的寿命为 15000h。在国内 LED 灯业提出将光通量衰减到初始值的 50% 的工作时间作为 LED 的寿命。需要指出的是，LED 的寿命与产品的材料质量、制造工艺、电路设计等因素有关。

2.4.7　LED 照明光衰问题

实际上光衰问题与 LED 的寿命问题本质上是一个问题。造成 LED 光衰的原因很多。首先是灯的荧光粉的老化，荧光粉的老化关系到荧光的成分、荧光粉的质量。其次是 LED 芯片的老化，这又关系到 LED 的材料质量、制造工艺，最重要的作用是 LED 芯片的结温。影响结温高低的原因，是某些光电子转换发光体，将部分电能变为热量耗散了。LED 的正向电流随着结温升高、发光强度降低而使 LED 的使用寿命急剧减少。一般芯片的温度低于 70℃。当结温 $T_j=55$℃时，光通量降至 60%，寿命减少到 40000h，$T_j=90$℃时，LED 的寿命不到 20000h。通常 T_j 每降低 10℃。LED 的寿命可延长 80%。可见结温的作用对 LED 寿命的影响有多大。

驱动电源对 LED 寿命的影响也很大。驱动是现在推广 LED 照明系统的关键参量。LED 灯出现故障最多的是电源。一般 LED 灯的使用寿命远高于电源的寿命。LED 驱动电源中的输出滤波电容对照明灯具寿命影响是重中之重。这里滤波电容应选用低等效串联电阻（R_{ESR}）的铝电解电容，因铝电解电容的寿命随着工作温度升高而快速降低。当电源的工作温度为 75℃时，电容的寿命约为 16000h，温度升高 85℃时，其寿命降至 8000h。安装在道路中的 LED 灯，炎热的夏天致使驱动电源内的电解电容接近 100℃，使电容寿命大大缩短，必须采取一些有效措施避免因高温而使电源寿命缩短。如选用固态铝质电容，则上述问题将得到很好地解决，因为这种电容等效串联电阻极低，可承受高达 260℃的高温，这种节能、环保、耐高温的电容是 LED 驱动电源的首选。另外，由于有采用双向晶闸管调光的驱动电源，常会出现因灯光闪烁而影响照明，因此“能源之星”对 LED 驱动电源有一个认证标准，见表 2-1。

表 2-1　“能源之星”对 LED 驱动电源的认证标准

工 作 电 压	标称电压：120V、240V 或 277V（AC）、12V、24V（AC/DC）
功率因数	民用 SSL 灯具：≥0.70（$P>5$W）；商用 SSL 灯具：≥0.90
LED 工作频率	≥150Hz，频率低很容易引发闪烁
最低工作温度	≤ −20℃，过低温度，影响电源的启动
电磁干扰和射频干扰	住宅应用电源必须符合 FCC 消费者使用要求（FCC47CFRPart15 消费者使用限值）
噪声	LED 整体噪声等级应为 A 级
寿命	LED（标准灯、非标准灯、全方向灯）为 25000h LED（装饰灯、现有的白炽灯、荧光灯）为 15000h

2.5　开关电源与 LED 照明设计技术标准

开关电源替代传统的铁心变压器电源是科学的发展，是时代的进步。要求所有的电子设备体积小、重量轻、效率高是众望所求，而开关电源具有很多优势，因此，开关电源的应用越来越广泛。但是，各种电子设备的技术标准不同，对开关电源有不同的标准要求。开关电源有一般的注意事项，也有通用规程，如安全规程、运输规范。我国的标准、规范基本上与欧美标准一致，如 GB 9175—1988《环境电磁波卫生标准》，GB/T 17626. 4—2008《电磁兼容试验和测量技术电快速瞬变脉冲群抗扰度试验》，GB 8702—1988《电磁辐射防护规定》等，基本上与欧洲的 EN55022—2007，美国的 UL1012—2005 等标准相对应。另外，机械标准、附属功能、噪声指标、安装程序等方面都有相应的规定。

2.5.1　开关电源的机械标准

虽然国内对开关电源的机械标准没有严格的要求，但在欧美、日本、东南亚各国都有很多的规范。在外观上，总的要求是结构紧凑、美观、小巧光亮、无松动、无毛疵。另外还要求具有一定的抗冲击振动的能力，具体要求是，60cm 高度（根据用户要求）下落到木质地板或水泥地面，连续下掉 60 次（有的 20 次），要求电源外壳无损伤，然后将开关电源满负荷通电，能正常运行。

2.5.2　开关电源的环境标准

环境标准包括：温度、湿度、冲击、振动、储存等级、沙尘浓度、可燃性、密封、辐射等环境因素。一般规定：在室内，室温上升到 45℃时，电源的输出电压漂移小于 3%，室外的电源输出电压漂移小于 5%；在湿度为 92%、温度为 28℃时的环境下放置 24h，绝缘强度不变；机壳与电源的输入、输出线的绝缘电阻大于 10MΩ，一次侧与二次侧间的绝缘电阻大于 5MΩ，漏电流小于 0. 5mA，一次侧对地的绝缘电阻大于 10MΩ。

2.5.3　开关电源的电气标准

1. 输入指标

输入指标包括输入电源相数、额定输入电压、电压变化范围，电源频率及输入电流等。所有这些，在电源设计时都要求明文标注。

2. 输出指标

1）静态输入电压变动。在规定的输入电压范围内，缓缓改变输入电压，从上限值到额定值，再到下限值，反复测试，输出电流的变化小于 2%。

2）动态输入电压变动。在规定的输入电压范围内，快速改变输入电压，从上限值到额定值，再到下限值，反复测试，输出电流的变化小于 3%。

3）静态负载变动。改变负载电阻，使电流从额定值的 10% 变化到额定值的 100%，测定输出电压的变化应小于 1%。

4）动态负载变动。改变负载电阻，使电流从额定值的 10% 快速变化到额定值的 100%，测定输出电压的变化应小于 2%。

5）环境温度的变动。当室温从规定值上升到 45℃时，输出电压上升应低于 3%。

6）时间特性变化。电源通电后 0.5 ~8h，输出电流的变化应低于 1%。

7）电源的各种保护标示值。过电流保护；开关电源输出电流标称值的 110% ~130%，电源应保持动作。过电压保护；开关电源输入电压的 120% ~130%，电源应保护动作，欠电压保护；开关电源最低输入电压的 80% ~90%，电源应保护动作。短路保护：开关电源输出线的正、负极短路，电源应停止输出进行保护。过热保护：电源内部的工作温度升到 80℃ ~90℃时，电源应进行保护。

8）耐压指标。交流输入线对二次输出线加入 3750V，输入线对地加入 2500V，二次输出线对地加入 500V，各为直流电压，通电电流为 1mA、1min 不能出现击穿或亮红灯现象。

9）对高频变压器的要求。各绕组的绝缘电阻大于 10MΩ。一次与二次间的耐压 3750V，保持 1min 不击穿。湿度为 92% ±2%、温度 20 ~30℃时，24h 后绝缘强度不变。

10）电源效率。各个结构形式和电源功率不同，有区别。一般正激式、反激式结构电源的效率应大于 80%。

11）抗电磁干扰能力。在试验室应低于 8dB/μV。

12）功率因数。功率因数大于 0.95。低于 20W 小功率不要求。

13）漏电流。试验室测试小于 0.5mA。

14）电源使用寿命应大于 100000h。“能源之星”对印制电路板的爬电距离、板材材料、板的厚度、板线与周边间距都有要求。另外对漆包线、塑胶绝缘带的绝缘强度、厚度都有规定，但对开关电源的功率因数没有严格的要求。

2.5.4 LED 照明的国际标准

LED 照明是当今照明领域最具有发展前景的产品之一，具有高效、节能、环保、寿命长、体积小、响应速度快、耐振动、易维护等优点。随着 LED 技术和性能上的突破，其应用领域逐步扩展，现已广泛用于室内外照明、装饰照明、城市景观照明、车灯、信号灯等各个领域。但由于 LED 的光电热学特性与传统光源差异很大，使得现有的 LED 测试无法完全满足传统灯具的测量方法。为使各种不同形式 LED 照明应用具有正确、可靠一致性的评估标准，国家半导体照明工程研发及产业联盟在 2009 年发布的“半导体照明试点示范工程 LED 道路照明产品技术规范”，“LED 隧道灯光技术规范”、“整体式 LED 路灯测量方法”等，都为 LED 照明提供了相应的技术标准。按照国际电工委员会制定的 IEC16301 标准：1）开关电源的空载功耗和待机功耗均应低于 5mW；2）要求住宅照明、固态照明的每个 LED 在 6000h 内所提供的光通量与初始光通量的百分比必须大于或等于 91.8%（室内），大于或等于 94.1%（室外），室外照明的产品需使用光电传感器；3）要求所有 LED 照明灯产品，在电源关断时为零功耗，每只 LED 灯的漏电流小于 0.3mA；4）LED 照明灯的使用寿命大于或等于 20000h（室内），大于或等于 15000h（室外）。LED 的驱动电源便于检修，不切断电源线不会造成损坏；5）道路照明灯的距离规定为 3.65m，噪声低于 24dB，工作频率大于或等于 120Hz。

2.5.5 LED 交通道路照明标准

依照我国住房和城乡建设部颁布的 CJJ 45—2006《城市道路照明设计标准》见表 2-2，标准仅适用于干燥的沥青路面，如果用于水泥路面，平均照度值降低了 30%，这些指标平均亮度规定为 1.0 ~2.2cd/m^2，不可追求高亮度 LED 照明，否则会产生眩光，易引发交通事故。

表 2-2　城市道路交通照明标准

级别	道路类型	路面亮度			路面照度		眩光限制值增量 T_1%（最大值）	环境比 SR（最小值）
		平均亮度 L_{av}/（cd/m^2）	总均匀度 U_o（最小值）	纵向均匀度 U_L（最小值）	平均照度 E_{av} 维持值/lx	均匀度 U_E（最小值）		
Ⅰ	高速路、主干路、公共主要道路、商业中心道路	1.5/2.0	0.4	0.7	20/30	0.4	10	0.5
Ⅱ	次干路	0.75/1.0	0.4	0.5	10/15	0.35	10	0.5
Ⅲ	支路	0.5/0.75	0.4	—	8/10	0.3	15	—

美国“能源之星”制定了整体式 LED 灯，SSL 固态照明灯，对 LED 照明行业具有重要指导作用。我国制定了 GB 17743—2007《电气照明和类似设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法》及欧洲制定了 EN 55015—2007《电气照明和类似电气装置的无线电干扰特性的极限值和测量方法》认证标准，表 2-3 是“能源之星”认证标准。

表 2-3　“能源之星”对 LED 灯认证标准

相关色温（CCTV）及深紫外光（DUV）	LED 灯相关色温，且范围包含 7 阶色度之内		
	标称色温/K	色温公差/K	深紫外光公差/nm
	2700	2725 ±145	0.000 ±0.006
	3000	3045 ±175	0.000 ±0.006
	3500	3465 ±245	0.000 ±0.006
	4000	3985 ±275	0.001 ±0.006
颜色维持	产品最低流明维持测试时间（6000h）内，色度变化在 0.007 以内		
显色指数（CRI）	最低显色指数（CRI）为 80		
调光	灯可以调光，也可以不调光，产品必须标明厂商应提供有关调光兼容性的信息		
承诺	自购买之日起，保证修理或更换，最低保修期为 3 年		
使用灯座	必须是由美国标准化机构（ANSI）列出的灯座		

上述标准对设计 LED 驱动电源提出了严格要求，对电磁兼容性做了严格的规定，制定和不断完善 LED 标准，对推动 LED 行业健康发展具有重要意义。

第 3 章　开关电源电路结构与 LED 驱动电源的设计应用

开关电源是进行交流/直流（AC/DC）、直流/直流（DC/DC）、直流/交流（DC/AC）功率变换的装置。这些变换由主电路和控制电路两大部分完成。主电路将输入的交流电传递给负载，它决定开关电路的结构形式、变换要求、功率大小、负载能力等；控制电路按输入、输出的条件来检测、控制主电路的工作状况。如果将控制电路集成化，就称之为开关电源集成控制器；如果将主电路和控制电路集成在一起，就称之为开关电源模块化。

开关电源集成控制器中一般包含有振荡器、误差放大器、PWM 触发器、状态控制器，高品质的还有高压功率开关管、电流比较器以及各种功能保护电路等。本章一方面介绍开关电源电路中常用的集成控制器，另一方面根据开关电源的结构形式对各种控制环节的特点、原理进行分析，介绍在应用中经常遇到的故障形式及解决方法，重点对高频变压器的设计方法及步骤进行讲解。

3.1　正激式脉宽调制变换电路

3.1.1　NCP1337 的电路特点

NCP1337 是美国安森普公司近期推出的脉宽调制、电流控制模式新产品，以 NCP1337 组成的电源转换控制电路（见图 3-1）具有以下特点：

1）电流模式控制和去磁检测器应用在电源转换控制电路里得到实践。它确保电路在任何负载下，电源电路均得到较宽的边界线/临界导电模式。这时的电路变压器磁心去磁检测自动完成，无需外部增加检测电路，为了得到准谐振工作模式，最佳点应对应于漏极电压的“谷点”同时对应于漏极电容最低能量存储点，比较器可检测电流。

2）监控反馈，只需要功率低于设计界限，即进入电流控制模式，这种模式控制的特点是：电路控制行使保护功能下，重启内部的软件，若发生过电流，电路关闭输出脉冲，一旦故障消失，软启动工作和器件自动恢复，电路重新开始工作。软启动频率不低于 25kHz，所以没有噪声。变压器去磁检测的频率限制在 130kHz 以下，最高限制在 150kHz，不会产生辐射干扰。

3）电路具有欠电压保护、V_{CC}过电压保护、电压检测，并实施可调的过载补偿，用来处理输入电压在准谐振状态下提供不变的功率输出，这时的电路损耗仍然最低，转换效率最高。

4）图 3-2 所示是 NCP1337 的引脚排列。为保证控制器的安全工作，在 AC86～265V 输入电压带宽上，IC_1 的 1 脚固定在 3.0V 电压上，如果 1 脚电压低于 2.6V，则控制器功能消失，如果 1 脚电压大于 3.3V，则控制器启动锁定功能，关闭输出。

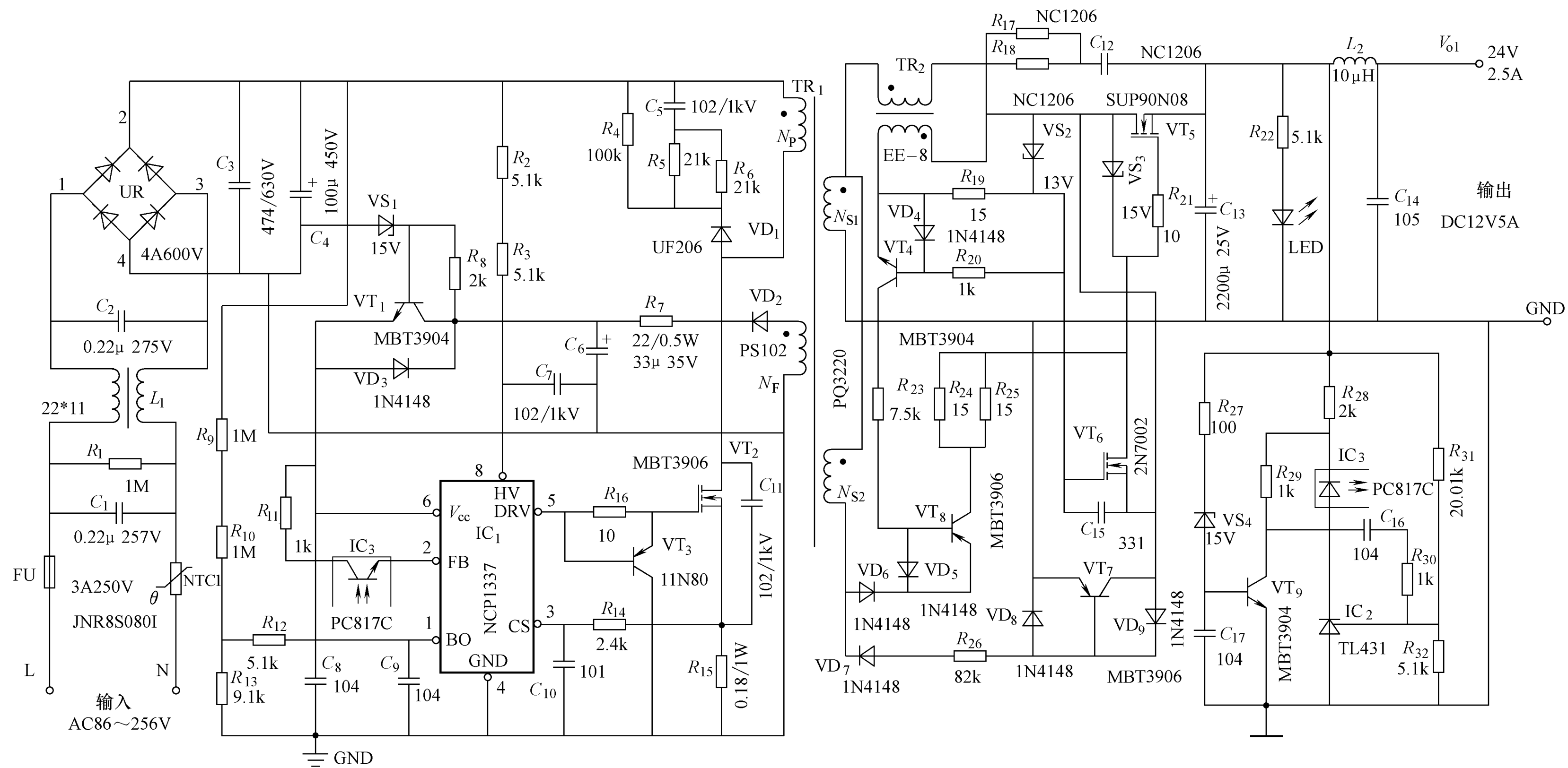


图 3-1　正激式 NCP1337 脉宽调制原理图

5）为满足功率输出，2 脚的峰值电流设置是可调的，反馈控制电压由光耦合器和变压器反馈绕组 N_F 连接到 2 脚，由 2 脚控制输出功率，并具有电压、电流保护。它可使用于适配器、监视器、LED 驱动的液晶电视、移动 DVD 和笔记本电脑等。

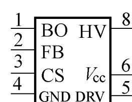


图 3-2　NCP1337 引脚排列

1—Brown 输出控制　2—峰值电流设定　3—电流检测输入和功率补偿调整　4—IC 地　5—驱动器输出　6—IC 供电　8—高压端

3.1.2　NCP1337 电路的工作原理与应用

由图 3-1，电路由输入低通滤波电路，谐振式 AC/DC 转换电路、输出同步整流电路、电压反馈检测控制电路和过电压与过电流保护电路等组成。NCP1337 集成了启动调节、欠电压锁定、故障检测、热保护、中心控制以及功率驱动等控制电路，特别是集成了精确的电流模式调节器和去磁检测边界、临界功能，使电源性能得到极大的提高，在输入电压为 AC235V、输出功率 60W 时，电源的工作效率达 92%。高效率的原因还有开关功率管工作在准谐振零电压开关和输出电路采用同步整流的结果。IC_1 的 8 脚接入由 R_2、R_3 高压降压输入电路，为 V_{CC} 提供恒流电流，使电路在启动时无功耗提供了条件。当 V_{CC} 供电电压升到 18.6V 时，片内的过电压保护（OVP）启动，停止脉冲输出。

低的电磁干扰，高的工作效率和全参量的保护以及宽带电压输入，完全满足笔记本电脑和液晶电视在全球范围内各国的需求。

NCP1337 所组成的开关电源的保护电路与其他保护电路不同的是：当电路输出出现过电流或短路时，控制输出脉冲变小，失去触发功能，这时的“小脉冲”安全转入突冲模式，所谓突冲模式是小脉冲与 IC 片内的振荡原生脉冲对撞，使输出脉冲“降幅”。一旦故障排除，恢复原形，重新启动。NCP1337 完全适用于 LED 驱动液晶电视的要求，只是驱动方式要提供多个恒流源，每个恒流源单独给 LED 供电。可采用直接恒流供电，LED 串联或并联运行。

3.1.3　正激式高频变压器设计

正激式变换电路与反激式变换电路的变压器设计思想非常相近，不同的是正激式一次匝数比反激式的多，正激式的占空比一般不得大于 0.5，工作频率低于 100kHz，这对高频变压器和功率开关管的工作来说有利。白光 LED 驱动设计，必须了解 LED 的电气特性，保证每颗 LED 调光电流的稳定平衡。

下面介绍一个正激式高频变压器的设计实例。

输入：AC，85～265V，50Hz。

输出：DC，5V/7A。

（1）工作频率的确定

工作频率高，输出电压高，响应速度快，调整范围大，但是场效应晶体管、整流二极管以及变压器等发热高，损耗大，噪声大。现选用 100kHz，电源效率取 85%。

工作周期为 $T=\frac{1}{f_0}=\frac{1}{100\times10^3}\text{s}=10^{-5}\text{s}=10\mu\text{s}$。

（2）最大导通时间 $t_{on(max)}$ 的确定

正激式变换电路的占空比 D_{max} 应低于 0.5，现选用 $D_{max}=0.45$，$D_{min}=0.2$，则 $t_{on}=TD_{max}=10\times0.45\mu\text{s}=4.5\mu\text{s}$。

（3）变压器二次输出电压 V_S 的计算

$$V_S = \frac{V_o + V_F + V_L}{D_{max}}$$

式中，V_L 为滤波电感器的压降，取0.4V；V_F 为肖特基二极管的正向压降，取0.6V。

$$V_S = \frac{5 + 0.4 + 0.6}{0.45}\text{V} \approx 13.3\text{V}$$

（4）变压器匝数比 n 的计算

变压器一次侧的最低直流电压为 $V_{P(min)}$，设 $V_{min} = 85\text{V}$。

$$V_{P(min)} = \sqrt{2}V_{min} = \sqrt{2} \times 85\text{V} \approx 120.2\text{V}$$

$$n = \frac{V_S}{V_{P(min)}} = \frac{13.3}{120.2} \approx 0.11$$

（5）输入功率的计算

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{5 \times 7}{85\%}\text{W} = 41.18\text{W}$$

根据输出功率与磁心尺寸的关系（见表1-3），选用EE25，其有效截面积 $A_e = 42\text{mm}^2$。

（6）变压器二次匝数 N_2 的计算

$$N_2 = \frac{V_S t_{on}}{B_m A_e} \times 10^4$$

B_m 为磁感应强度，实际应用磁心的最高温度为100℃，可以选用0.3T以下。对于正激式变换电路，它是单方向励磁。考虑到剩磁问题和工作频率，现选用 B_m 为0.2T。

$$N_2 = \frac{13.3 \times 4.5}{2000 \times 42} \times 10^4\text{匝} = 7.125\text{匝} \approx 7\text{匝}$$

$$N_1 = \frac{N_2}{n} = \frac{7}{0.11}\text{匝} \approx 63.6\text{匝} \approx 64\text{匝}$$

（7）反馈绕组的计算

IC_1 的最低启动电压为16V，正常工作电压为20V，加上整流二极管的管压降0.6V，所以反馈绕组的供电压为20.6V。

$$N_3 = \frac{V_{3(min)} t_{on} \times 10^4}{B_m A_e} = \frac{20.6 \times 4.5 \times 10^4}{2000 \times 42}\text{匝} \approx 11.04\text{匝} = 11\text{匝}$$

（8）扼流圈电感的计算

扼流圈 L_2 在电路中起着平滑滤波作用，它的大小对输出纹波电压的大小似乎起不到很大的作用，但它对于维持负载最小电流却起着很大作用。L_2 中的电流是在两种模式（CCM和DCM）下工作的，不论哪种模式，只要输入、输出电压不变，电流波形的斜率不会因负载电流的增大或减小而改变。

实践表明，在不连续工作模式（DCM）下，为达到输出电压稳定，占空比调节量的大小是由负载和输入电压变化量的大小共同决定的。

当输出电流因负载变化而降低时，占空比将减小，调节输出电压不变；如果电路负载恒定，占空比下降，这时输出电压也将下降。这种现象是非常不好的，这是因为主输出扼流圈电感不是处于连续状态。

增大扼流圈的电感，输出回路虽然可以工作在连续模式下，但对电源的效率、体积以及安装都会带来限制，同时输出电流变化率将出现较大的变化。认真计算和调试选用扼流圈非

常重要。

流经扼流圈的电流 ΔI_L 一般是输出电流 I_o 的 20%。

$$\Delta I_L = I_o \times 20\% = 7 \times 0.2\text{A} = 1.4\text{A}$$

扼流圈的电感量 L 为

$$L = \frac{(V_S - V_F - V_o)t_{on}}{\Delta I_L} = \frac{(13.3 - 0.6 - 5.0) \times 4.5}{1.4}\mu\text{H} = 24.75\mu\text{H}$$

要求输出纹波电压应小于输出电压的 1%。

$$V_R = 5.0\text{V} \times 1\% = 0.05\text{V} = 50\text{mV}$$

（9）计算变压器一次电感量 L_P

一次有效电流：$I_{Pe} = \dfrac{P_i}{V_{P(min)}} = \dfrac{41.18}{120.2}\text{A} \approx 0.34\text{A}$

一次最大电流：$I_{Pm} = \dfrac{I_{Pe}}{D_{max}} = \dfrac{0.34}{0.45}\text{A} = 0.76\text{A}$

一次电感量：$L_P = \dfrac{V_{P(min)}t_{on} \times 10^{-6}}{I_{Pm}} = \dfrac{120.2 \times 4.5 \times 10^{-3}}{0.76}\text{mH}$

$= 0.712\text{mH}$

（10）求磁心气隙 δ

$$\delta = 4\pi \times 10^{-7} \times N_1^2 A_e / L_P = 12.56 \times 10^{-7} \times 64^2 \times 42/0.712\text{mm} \approx 0.303\text{mm}$$

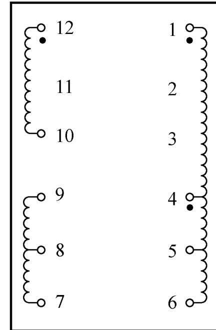


图 3-3　变压器的绕制方法

变压器的绕制方法如图 3-3 所示，有关导线的规格见表 3-1。

表 3-1　AWG（美国线规）导线规格表

AWG 编号	裸线 A_{xp}		电阻	有关数据								
	10^{-3}cm^2	cir-mil（圆密耳）	$\frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$ 20℃	截面积		直径		每匝		每匝		重量
				10^{-3}cm^2	cir-mil	cm	in	cm	in	cm^2	in^2	g/cm
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051	3.87	9.5	10.73	69.20	0.468
11	41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938	4.36	10.7	13.48	89.95	0.3750
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838	4.85	11.9	16.81	108.4	0.2977
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749	5.47	13.4	21.15	136.4	0.2367
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675	6.04	14.8	26.14	168.6	0.1879
15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602	6.77	16.6	32.66	210.6	0.1492
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539	7.32	18.6	40.73	262.7	0.1184
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482	8.18	20.8	51.36	331.2	0.0943
18	8.228	1624	209.5	9.326	1857	0.109	0.0431	9.13	23.2	64.33	414.9	0.07472
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386	10.19	25.9	79.85	515.0	0.05940
20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346	11.37	28.9	98.93	638.1	0.04726
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309	12.75	32.4	124.0	799.8	0.03757
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276	14.25	36.2	155.5	1003	0.02965
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249	15.82	40.2	191.3	1234	0.02372
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223	17.63	44.8	238.6	1539	0.01884
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199	19.80	50.3	299.7	1933	0.01498

（续）

AWG编号	裸线 A_{xp}		电阻	有关数据								
				截面积		直径		每匝		每匝		重量
	$10^{-3}cm^2$	cir-mil（圆密耳）	$\frac{\mu\Omega}{cm}\Big\|_{20℃}$	$10^{-3}cm^2$	cir-mil	cm	in	cm	in	cm^2	in^2	g/cm
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178	22.12	56.2	374.2	2414	0.01185
27	1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161	24.44	62.1	456.9	2947	0.00945
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144	27.32	69.4	570.6	3680	0.00747
29	0.6470	127.7	2664.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130	30.27	76.9	701.9	4527	0.00602
30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116	33.93	86.2	884.3	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105	37.48	95.2	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095	41.45	105.3	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085	46.33	117.7	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075	52.48	133.3	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067	58.77	149.3	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060	65.62	166.7	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055	71.57	181.8	3901	25161	0.000977
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049	80.35	204.1	4971	32062	0.000773
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043	91.57	232.6	6437	41518	0.000593
40	0.04869	9.61	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038	103.6	263.2	8298	53522	0.000464
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034	115.7	294.1	10273	66260	0.000379
42	0.03166	6.25	54429	0.04558	9.00	0.00762	0.0030	131.2	333.3	13163	84901	0.000299
43	0.02452	4.84	70308	0.03683	7.29	0.00685	0.0027	145.8	370.4	16291	105076	0.000233
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025	157.4	400.0	18957	122272	0.000195

注：圆密耳是面积单位，即直径为1mil（$1mil=0.001in=25.4\times10^{-6}m$）的金属丝的面积。

3.1.4　DPA424R变换LED驱动电路设计应用

正激式DPA424R变换LED驱动电源用于100W以下的电能转换。正激式变换器必须在输出整流二极管与滤波电容之间串联滤波电感，该电感还能起到储能作用，亦称储能电感。图3-4构成隔离式DC-DC转换电路。R_1为降压电阻，起欠电压、过电压保护。欠电压保护值为33.3V，过电压保护值为86.0V。当输出瞬间过载时，R_1将自动降低占空比、降低输出电流、阻止变压器磁心出现磁饱和。$C_1\sim C_3$和L_1与抑制串模干扰构成输入端EMI滤波器，同时对传导干扰也起重要的抑制作用。R_2为电流限制电阻，限制漏极电流在重载时电流溢出。由C_4、VS组成磁复位电路，当功率开关MOS管与高频率变压器进行电能转换时，开关管的导通将向变压器一次绕组输送电能，对绕组进行充磁；当开关管截止时，一次绕组磁能反向，向二次绕组传递电能，在剩磁的作用下，使高频变压器磁复位，与下一个周期充磁创造条件。VS是容量较大的稳压二极管，具有钳位作用，当输出负载发生突变过冲时，它将漏极电压进行限制分压。C_4用作滤除或旁路漏极电压上的尖峰脉冲。C_8与R_4串联后再与整流二极管VD_2并联，起着抑制阻尼振荡和高频检波作用，电阻不能太大，否则对输出电流造成损耗。芯片DPA424R的偏置工作电压由储能电感L_2提供。由于L_2接在输出电路中，因此DPA424R的偏压不受输入电压的影响，也不随着负载的变化造成DPA424R工作受阻，它比一般在高频变压器用反馈绕组供电效果好。空载时利用负载电阻R_5可将偏压保持

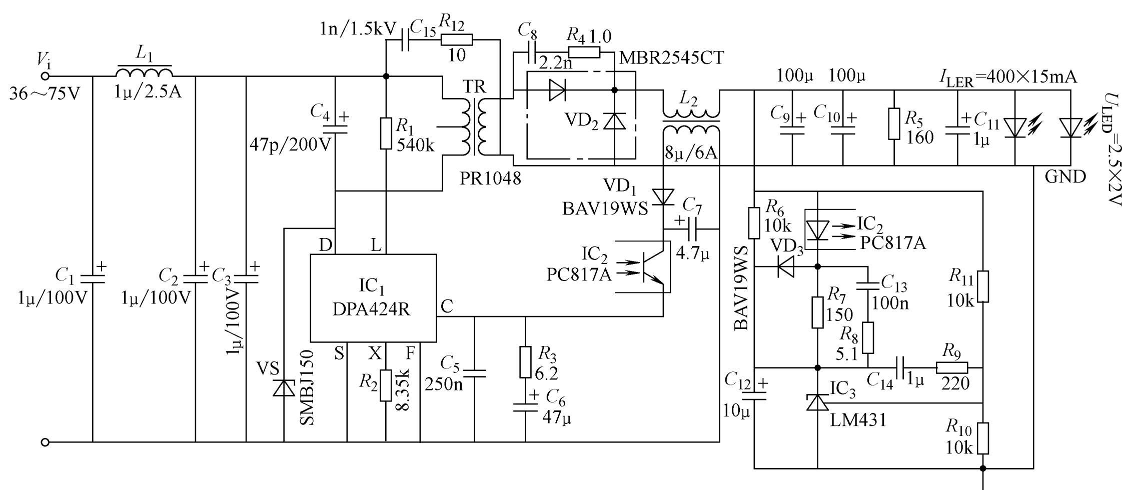


图 3-4　正激式 DPA424R 变换 LED 驱动原理图

在 8V 以上。软启动电路由电阻 R_6、电容 C_{12} 和 VD_3 组成，能将 IC_3 的工作时间延长 15ms，避免在启动瞬间，过冲电压损坏 IC_3。由 R_9、C_{14} 决定误差放大器的工件频率，由此决定反馈电压基准。C_{13}、R_8 是改善误差放大器瞬态响应的。C_6 的作用是滤除尖峰电压，决定自动启动时间，与 R_3 一起进行频率补偿。

高频变压器 TR 采用 PR1048 磁心：一次绕组、二次绕组分别用 ϕ0.28 和 ϕ0.36 高强度漆色线绕 30 匝、6 匝。一次电感 L_p = 520μH，其漏感 L_{PD} = 3μH。高频变压器的谐振频率不低于 3.5MHz。储能电感的一次绕组用两股 ϕ0.56mm 漆色线绕 7 匝，二次绕组用 ϕ0.36 漆色线绕 18 匝，一次电感为 8μH。

DPA424R 是高度集成离线式电源转换高压模块，片内集成了 700V 的大功率 MOSFET，电源控制器及保护电路，具有高可靠性、自动恢复、过热关断保护特性。芯片广泛用于手机充电器、适配器、DVD 播放器、LED 驱动器。

DPA424R 结构特点：内部集成有电流检测器；具有自动启动功能；定额 PWM 控制，有 300kHz 和 400kHz 两种开关频率可选用；输入电压范围宽为 DC16 ~ 75V；电压控制模式，在不进行斜波补偿的条件下，占空比能达到 0.75，同时提供 5 ~ 10kHz 的宽带环路电信号；还有过电压保护功能，并可实现同步整流、限流功能，可通过外部电路编程控制；支持正激式和反激式电路拓扑，具有独特的周期跳跃特点；采用滞后型过热关断，实现系统故障自动恢复。引脚功能及排列如图 3-5 所示。

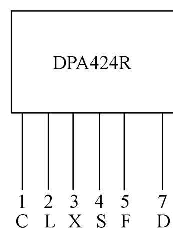


图 3-5　DPA424R 的引脚排列图

1 脚：控制脚。误差放大器及反馈电流输入端用于占空比控制、电源旁路及自动重新启动，补偿电容接此脚。

2 脚：母线检测。过电压信号、欠电压信号、母线前馈信号、远程 ON/OFF 信号输入端。

3 脚：限流功能外部控制。外部限流调节信号、远程 ON/OFF 信号的输入端。

4 脚：内部输出源极，变压器一次侧控制电路。

5 脚：开关频率选择。开关频率为 400kHz，它与 4 脚相连，开关频率降为 300kHz。

7 脚：内部输出高压漏极。

3.2　正激式双晶体管变换电路

3.2.1　UC3852的电路特点

正激式单晶体管变换电路是用一只MOSFET承担输入整流电路的变换，因此，对开关管的耐压性能、存储时间要求较高，否则管子容易发热或击穿。将两只单管串联起来当一个管子用，可解决因高压反向击穿而使开关管损坏的问题。图3-6是UC3852正激式双晶体管变换电路原理图，它的特点是：

1）输入电压范围宽，为交流85～265V（50Hz/60Hz）。这种电源适合全球各个国家使用，所以市场供应面非常宽阔。

2）可靠性高，稳定性好。每一种电器，电源是质量要求的核心，只有可靠，电器的寿命才会延长，才会受到广大用户的青睐。

3）具有+5V过电流、过电压保护和+12V过电流、过电压保护功能，使用安全。

4）结构合理，布局严谨。该电路从表面上看好像元器件较多、结构复杂，实际上它的功能和负载能力（也就是负载调整率、电压调整率以及输出电压准确度）都比较强，所以被应用在微机的主机、激光打印机、彩色喷墨打印机等大功率电子设备中。

3.2.2　UC3852电路的工作原理与应用

电容器C_1用于抗串模干扰，抑制正态噪声。C_2、C_3、L_1组成抗共模干扰电路，可抑制共态噪声干扰，对防止电磁干扰和传导干扰起很大的作用。R_V用于抑制开机时出现的浪涌电压和尖峰干扰电压。输入的交流电压分两路进行整流滤波：一路经VD_1～VD_4桥式整流以及C_6滤波后，为开关电源功率驱动管提供电源电压；另一路经C_4耦合、VD_5和VD_6全波整流以及C_5滤波后，再经R_2、R_3分压，为电压调整管VT_5提供工作电压，它的作用是稳定输出触发脉冲的幅度，使之稳定、可靠地激励高频变压器。VT_6是调制脉冲放大管。IC_1的功能是产生频率固定而占空比可调的控制电压，片内含频率发生器、PWM比较器和锁存器，可对输出电压、电流进行检测，以实施控制，对电路故障进行保护。IC_2是稳压功能模块，它的内部有比较器、基准电压源、振荡器以及电流限制电路和过热保护电路。当电路电压出现波动时，它始终稳定输出。IC_1的6脚输出可调的脉冲调制信号，此信号送到VT_6的基极进行脉冲放大，放大后的调制脉冲经C_7耦合至脉冲变压器TR_1（起阻抗匹配和信号传递作用），再经VT_3、VT_1和VT_4、VT_2进行同相放大。说它是同相，是因为VT_1、VT_2在电路中是串联的，相位相同。放大了的可变脉冲信号推动高频变压器进行电能变换。高频电压由VD_{22}～VD_{27}进行全波整流，然后经电容、电感滤波，得到4组输出电压纹波小于80mV的直流电压。−12V电压经LM7905三端稳压器变换为−5V电压。LM7905的最大输出电流为1A，它是美国国家半导体公司的产品。R_7、C_8和R_9、C_9对脉宽调制信号起加速传递作用。VD_7、VD_8和VD_9、VD_{10}是保证VT_1、VT_2可靠导通而设置的，R_{10}、R_{11}和R_{12}、R_{13}、VD_A、VD_B是为保证晶体管VT_3、VT_4可靠截止而设计的。R_{14}、C_{10}和VD_{11}组成网络吸收回路，吸收变压器的峰值电流和漏感电流，改善电源的负载能力。VD_{12}和VD_{13}是为保护MOSFET而设置的URF5406超快速恢复二极管。C_P是电源输入高频旁路电容、R_V是压敏电阻，是为防止峰值浪涌电压设置的。

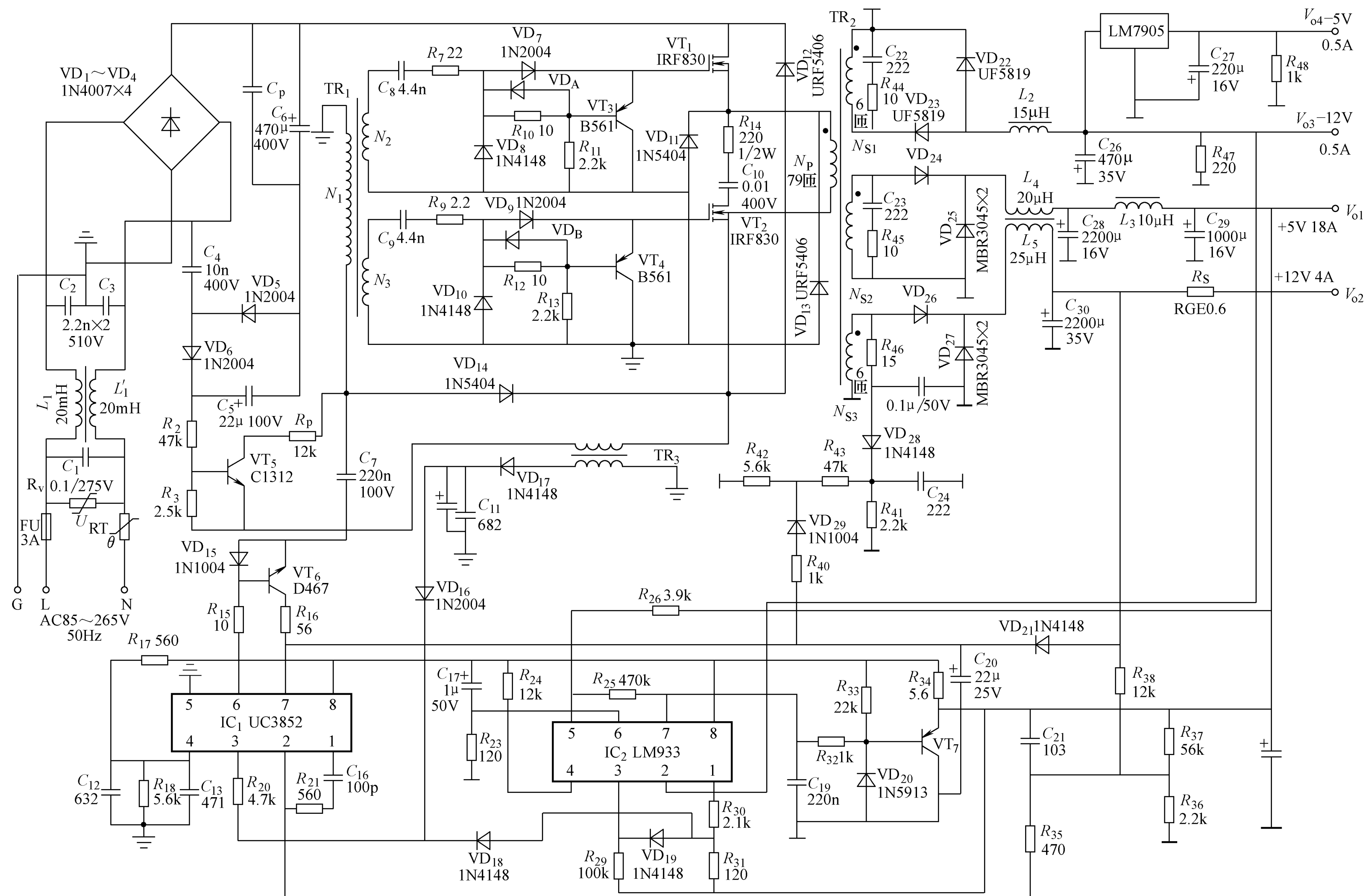


图 3-6　UC3852 正激式双晶体管变换电路原理图

+5V、+12V电压是怎样对过电流、过电压进行保护的呢？

1）当+5V输出电压由于各种原因而升高（见图3-6）时，晶体管VT_7的发射极电压V_E上升，IC_2的8脚电压上升。当该电压高出基准电压2.5V时，片内的压控振荡器的频率降低，同时电流限制器也发挥限流作用，迫使IC_2的5脚输出的电压下降，这样VT_7的V_E下降，+5V电压同时下降。

2）由于负载减轻，+12V输出电压上升，经R_{37}、R_{36}分压后使IC_1的2脚电压升高。该脚是反馈输入端，该脚电压经片内误差放大器放大后与基准电压进行比较，使PWM触发器的驱动电压下降，+12V电压下降。当电网电压超过265V时，IC_1无法调节占空比，其3脚电压也上升，关闭输出，实施输入过电压保护。

3）+12V输出电压下降时，经R_{37}、R_{36}分压后，IC_1的2脚电压下降，触发脉冲加宽，使+12V输出电压上升。

4）当+5V输出电路发生过电流或短路时，由于VT_1、VT_2的漏极电流增大，TR_3的一次电压上升，检测电阻R_{20}两端的电压也上升。该电压超过1V时，IC_1片内的比较器输出电压上升，导致PWM锁存器复位，最后关闭6脚的脉冲输出，起到过电流保护作用。同样，当输入电压过低时，由于检测变压器TR_3的作用，IC_1的3脚电压过低而关闭输出，从而起到过电压保护作用。R_S是自动恢复开关，对V_{o2}输出起短路保护作用。

在双管正激式变换电路中，两只MOSFET VT_1、VT_2串联起来作为一只管子使用，VT_1、VT_2的工作状态是同时导通或截止。VT_1、VT_2导通时，电源电压直接加在TR_2的一次绕组N_P上，电感绕组L_2、L_4和L_3、L_5中已储存的磁能向各负载提供电流。在这种电路中，变压器TR_2的漏感对两只开关二极管VD_{24}、VD_{26}的截止和导通有很大的推动作用。但是TR_2的漏感如果太大，电路中的电能传递就会受到损失，二次绕组的电能被储存起来，使整流二极管发热，甚至有烧坏的可能，所以选用超快速恢复二极管就是这个道理，它可使绕组中储存的电能通过二极管快速泄放掉。

VT_1、VT_2在导通期间出现尖峰电流。尖峰电流持续时间的长短也是VD_{24}、VD_{26}反向恢复阻断时间的长短。总之，使用超快速恢复二极管可以减少二次绕组中所储存的电能的泄放时间，降低变压器TR_2的温升。

UC3852的漏感并不完全是由高频变压器的各绕组产生的，外部电路元器件的相对位置和电路板的走线也是产生漏感的原因。凡是电流频率高的电路所使用的导线要短而粗或双股并绕，对称部分尽量挨紧，减少漏感。电容器C_{26}~C_{30}主要起减小输出纹波电压和存储电能的作用。UC3852电路电源被用于工业自动化控制、医疗检验仪器仪表中。

3.2.3　正激式双晶体管变换电路脉冲变压器设计

脉冲变压器TR_1在电路中的作用是进行脉冲方波信号的传输及电路阻抗匹配。IC_1的6脚发送的脉冲调制信号送到变压器TR_1的一次绕组N_1，并耦合到二次绕组N_2、N_3。

1. 磁心的选择及二次绕组电感的计算

最大输入电流I_{INmax}为

$$I_{INmax}=\frac{P_o}{\sqrt{2}V_{ACmax}\eta}=\frac{150}{\sqrt{2}\times265\times0.85}A\approx0.47A$$

式中，η为脉冲变压器的效率，一般取85%；P_o为电源输出功率，共计150W；V_{ACmax}为电源交流输入的最高电压。

计算一次电感 L_1：

$$L_1=\frac{10^4\left(\frac{V_{\mathrm{OUT}}}{\sqrt{2}}-V_{\mathrm{IN}}\right)V_{\mathrm{IN}}^2}{fV_{\mathrm{OUT}}V_{\mathrm{INmin}}I_{\mathrm{LPmax}}}$$

式中，I_{LPmax}为一次峰值电流，$I_{\mathrm{LPmax}}=2I_{\mathrm{INmax}}=2\times0.47\mathrm{A}=0.94\mathrm{A}$；$V_{\mathrm{IN}}$为脉冲变压器输入电压，设 $V_{\mathrm{IN}}=12\mathrm{V}$；$f$为脉冲开关的工作频率，设$f=50\mathrm{kHz}$；$V_{\mathrm{INmin}}$为最低输入电压，取 6V；$V_{\mathrm{OUT}}$为输出电压，取 22V。

$$L_1=\frac{10^4\times\left(\frac{22}{\sqrt{2}}-12\right)\times12^2}{50\times10^3\times22\times6\times0.94}\mathrm{mH}\approx0.826\mathrm{mH}$$

一般脉冲变压器选用 EE22 型磁心（见表 1-3），它的有效截面积$A_{\mathrm{e}}=36\mathrm{mm}^2$，窗口面积 $B_{\mathrm{e}}=19.5\mathrm{mm}^2$。

2. 变压器一次匝数 N_1 的计算

$$N_1=\frac{L_1I_{\mathrm{LPmax}}\times10^{-3}}{A_{\mathrm{e}}B_{\max}\times10^{-6}}=\frac{0.826\times0.94\times10^{-3}}{36\times0.3\times10^{-6}}匝=\frac{0.776\times10^{-3}}{10.8\times10^{-6}}\approx72匝$$

二次匝数 $N_2=N_3=\frac{V_{\mathrm{INmax}}}{\eta V_{\mathrm{IN}}}N_1=\frac{6\times72}{0.85\times12}匝\approx42$ 匝

3. 导线截面积 S_{j} 的计算

$$S_{\mathrm{j}}=K\frac{B_{\mathrm{e}}}{N_1}I_{\mathrm{LPmax}}$$

式中，K 为计算导线系数，取 $K=1.2$；B_{e} 为磁心窗口面积，$B_{\mathrm{e}}=19.5\mathrm{mm}^2$；$I_{\mathrm{LPmax}}$为峰值电流，则有

$$S_{\mathrm{j}}=1.2\times\frac{19.5\times0.94}{72}\mathrm{mm}^2=0.305\mathrm{mm}^2$$

取 AWG29 型 ϕ0.33mm 高强度漆包线。

3.2.4 双管正激式高频变压器设计

高频变压器设计的方法很多，没有一个固定的章法可依。用各种计算公式算出的结果相差很大，要根据实际经验并结合现场试验进行调整。这种调整要有依据：电源的效率、负载调整率以及电压调整率。只要这“三率”达到标准了，变压器的设计就是成功的。影响“三率”的因素很多，就变压器而言，有铁磁性材料的性质、尺寸、形状、冷却方式，它们都对变压器的可靠性有影响。变压器的设计制作是研制开关电源的首要任务。对高频变压器的参数进行选用时，必须使允许温升、使用的绝缘材料、所选的工作频率及占空比等留有充分的余地。下面介绍一个设计实例。

输入电压：AC，85～265V，50Hz

输出参数：5V/18A、12V/4A、－5V/0.5A、－12V/0.5A

输出功率：$P_{\mathrm{o}}=V_{\mathrm{o1}}I_{\mathrm{o1}}+V_{\mathrm{o2}}I_{\mathrm{o2}}+V_{\mathrm{o3}}I_{\mathrm{o3}}+V_{\mathrm{o4}}I_{\mathrm{o4}}=146.5\mathrm{W}$

输入功率：$P_{\mathrm{IN}}=\frac{P_{\mathrm{o}}}{\eta}=\frac{146.5}{0.85}\mathrm{W}\approx172.3\mathrm{W}$，$\eta=85\%$

假设数据：占空比 $D=0.45$，工作频率$f=100\mathrm{kHz}$；周期 $T=1/f=10\mu\mathrm{s}$，接通时间 $t_{\mathrm{on}}=$

$DT=0.45\times10\mu s=4.5\mu s$。

为了使磁心不出现饱和，在输入电压波动范围为 85～265V 的情况下，$V_{ACmax}=85\times1.25V=106.25V$，$V_{AC}=85V$，输入电压低端向上波动 25%。

（1）计算变压器一次感应电压 V_{OR}

$$V_{OR}=106.25\times1.414V=150.2V;V_{ORmax}=265\times1.414V\approx374.5V$$

根据输入功率，利用表 1-3 选 EE35，$A_e=110mm^2$。变压器的感应电压从 150.2V 至 374.5V 变动时，$\Delta B_{min}=\Delta BV_{ORmax}/V_{OR}=85\times374.5/150.2mT\approx212mT$。

（2）计算变压器一次匝数 N_P

$$N_P=\frac{V_{ORmax}t_{on}}{\Delta B_{min}A_e}=\frac{374.5\times4.5}{0.212\times110}匝\approx72.26匝\approx72匝$$

（3）计算变压器二次匝数 N_3、N_4

$$V_{S1}=(V_{o1}+V_{FM})/D=(5+0.8)/0.45V\approx12.9V$$
$$V_{S2}=(V_{o2}+V_{FM})/D=(12+0.8)/0.45V\approx28.4V$$

式中，V_{o1}、V_{o2}、V_{o3}…为各绕组输出电压；V_{FM}为整流二极管正向导通时的最大电压。

$$N_{S2}=\frac{V_{S1}N_P}{V_{ORmax}-2V_{DS}}$$

式中，V_{DS}为 MOS 管的导通压降，取 2V。

$$N_{S2}=\frac{12.9\times72}{374.5-4}匝\approx2.50匝,取3匝$$

$$N_{S3}=\frac{V_{S2}N_P}{V_{ORmax}-2V_{DC}}=\frac{28.4\times72}{374.5-4}匝\approx4.94匝,取5匝$$

根据图 3-6，$N_{S3}=N_{S1}=5$ 匝。

（4）计算一次电感

有效电流 I_S 为

$$I_S=\frac{P_{IN}}{V_{OR}}=\frac{172.3}{150.2}A\approx1.15A$$

最大电流 I_m 为

$$I_m=\frac{I_s}{D}=\frac{1.15}{0.45}A=2.56A$$

一次电感 L_P 为

$$L_P=\frac{V_{OR}t_{on}\times10^{-3}}{I_m}=\frac{150.2\times4.5\times10^{-3}}{2.56}mH\approx0.264mH$$

为了可靠以及避免发生磁饱和，在磁心上增加一个 $\phi0.5mm$ 的气隙。

（5）变压器的绕制

变压器性能的好坏与其结构有很大关系，漏感、集肤效应、邻近效应等都是影响变压器质量的不利因素。在绕制变压器时，单组输出应采用“三明治”绕法，多组输出采用堆叠式绕法是合适的。在一般情况下，一次侧绕在内层，输出电流大的靠近一次侧，具体绕法如图 3-3 所示。第一，将 EE35 骨架的两头分别留出 2mm 的挡墙，用 $\phi0.267mm$ 高强漆包线紧绕 40 匝，起点为 1，终点为 4。绕完后，在它的上面绕 3 层绝缘纸。第二，用 $\phi0.409mm$ 高强度漆包线四股线 3 匝，起点为 9，终点为 8，再按起点为 8、终点为 7 绕 4 匝。绕完后，在

它的上面绕 3 层绝缘线。第三，再用 ϕ0. 267mm 高强度漆包线紧绕 32 匝，起点为 4，终点为 6。绕完后，在它的上面绕 3 层绝缘纸。第四，用 ϕ0. 330mm ×2 高强度漆包线双线并绕 5 匝，起点为 12，终点为 10。最后用 3 层绝缘纸包裹。做完后，首先用 RCL 电桥测试仪进行电感测试，如果电感大，则增加磁心间隙至漏感达 0. 21mH。再测一次绕组漏感，漏感值不能超过 L_P 的 2% 。测试完后用玻璃胶粘结结合面，再用绝缘胶纸捆扎磁心 3 层，然后做高压绝缘试验，最后浸漆烘烤。

3. 3　反激式脱线变换电路

3. 3. 1　VIPER53 的电路特点

反激式脱线变换是整个开关电源电能变换一种形式，这种电路没有 Y 电容，控制系统通过光隔离传输对输出电压控制。反激式变换电路有两种工作模式：一是电流不连续方式（Dis-Continuous Current Mode，DCM）；另一种是连续方式（Continuous Current mode，CCM）。DCM 是完全能量转换，CCM 是不完全能量转换，反激式变换电路要求有稳定的工作状态，因此电路采用两路光电反馈形式，以确保跨越开关周期工作的稳定，降低开关损耗。一个电源开关电路要实现一种工作模式的同时可以转换为另一种工作模式，或者两种模式并存，在理论上是可行的，但在设计应用上是非常困难的。

VIPER53 属于多芯片集成控制，如图 3-7 所示，片内具有多路检测控制回路，芯片具有较为完善的保护系统，效率高、体积小，能适用于液晶显示器（LCD）和台式 PC，完美的电气性能可满足很多家用电器的需求。电路的输入电压为 86 ~265V，电源交流频率为 45 ~ 60Hz，能适应全球各地要求。

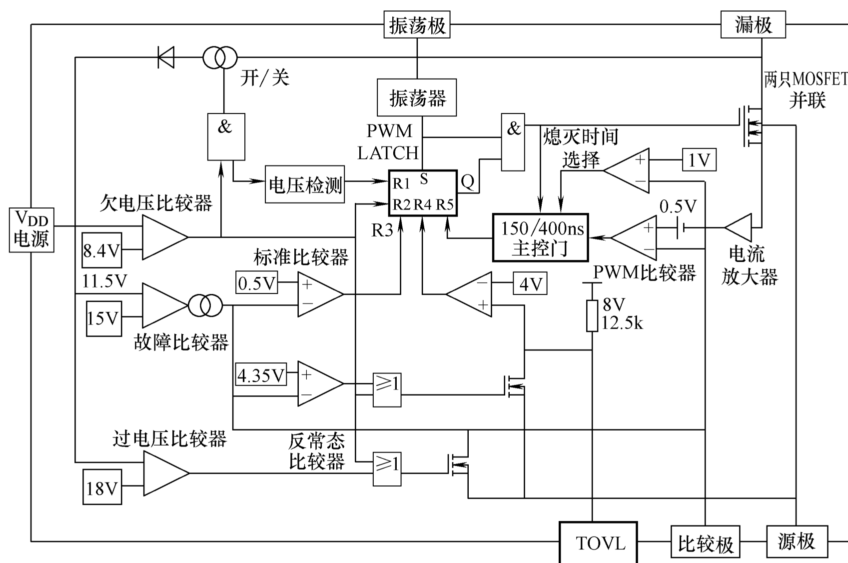


图 3-7　VIPER53 内部结构框图

反激式变换电路简单，能设计出多路输出，对于完全能量转换方式，引入电流控制来调制脉宽，可以加速瞬态响应，提高控制灵敏度。VIPER53 电源电路固定 80kHz 的工作频率，用电

流控制 PWM，驱动漏极，其驱动电流为 0.5～2A，如此大的电流由 VIPER53 承担，因此电路不需外加功率驱动电路。芯片内的 V_{DD} 接在欠电压比较器反相输入端，处在高压启动电流源，驱动比较器实施欠电压保护，正常状态下电路关断，减少功耗。工作原理如图 3-8 所示。

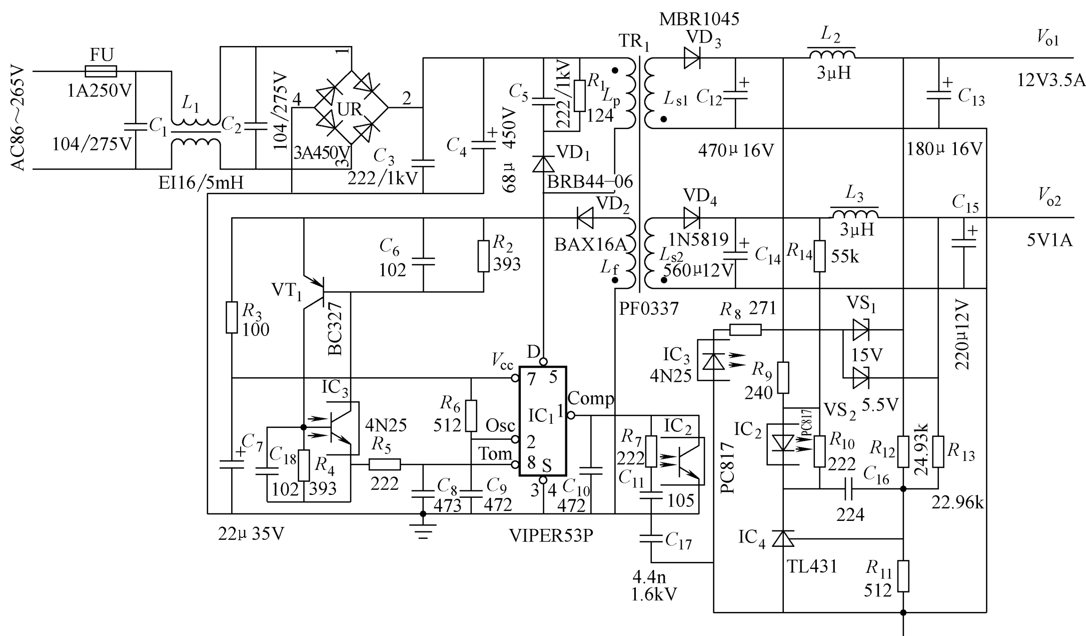


图 3-8　VIPER53 反激式变换电路原理图

电路具有过载保护、过电压保护、短路保护等功能。过载保护是利用变压器一次电感和 IC_1 片内的漏电流共同经比较器、锁存器由主控门发出指令。若过载时间超过，IC_1 的 8 脚所接电容 C_8 立即放电，锁存器状态解除，器件功能复位，开始新的程序，恒流源开始工作。此电路特点是在过载、过电压条件下将电源锁住、关断变换电路工作，等到一定时间后再启动。对两个输出电路 V_{o1}、V_{o2} 在输出短路时都会被保护，它是通过光耦合器传送信号，精密稳压源在线检测，重新启动由短路出现的不定状态，排除了整流二极管和高频变压器出现过热的风险，两种保护功能是不一样的。

3.3.2　VIPER53 电路的工作原理与应用

VIPER53 电路是电源拓扑脱线反激式变换装置，原理如图 3-8 所示，电路由 π 形 EMI 低通滤波电路、交流电压桥式整流电容滤波电路、直流变换电路、输出整流滤波电路、反馈取样控制电路等组成。交流电压经低通滤波抑制电磁噪声由机内通过电源导线向外界传送和外界通过导线向机内传导所产生的干扰，电压经 UR 桥式整流、电容 C_4 滤波后，得到 100Hz 的脉动直流电压，此电压是 IC_1 驱动变压器一次绕组 N_P 的动力，电流直接流入 IC_1 的漏极 5 脚，IC_1 的供电电源由变压器绕组 N_F 所产生的感应电压，经 VD_2 整流、R_3 平波降压、C_7 滤波，送进 IC_1 的 7 脚用作电源，VT_1 是 IC_3 的电流取样器件，监测输出电路运行状况，与电路 IC_3 的光敏晶体管一起，随时启动过电流、过载、短路保护功能。C_6、R_2 是阻容泄放回路，稳定 VT_1 的动态工作点。IC_1 片外的 C_9、R_6 是启动时的振荡电路，电路一接通电源，振荡器开始工作。片内的工作频率为 80kHz，帮助电能转换。C_5、R_1、VD_1 是 IC_1 的

钳位电路，保护 IC_1 的漏极。R_7、C_{11} 是高频去耦回路，保证 IC_2 光耦合器控制信号的质量。VD_3、VD_4、L_2、L_3、C_{12} ~ C_{15} 分别是 V_{o1}、V_{o2} 两路输出整流滤波元件。IC_2、IC_4、R_{10} ~ R_{14} 是电路输出电压采样控制电路，对 V_{o1}、V_{o2} 输出电压进行控制。VS_1、VS_2 分别对两路负载采样，采样电流由 R_8 转为电压，对 IC_3 进行控制，C_8、C_{10} 是高频旁路电容，对反馈信号进行整形。L_2 对反激式电能转换意义不大，可以不用。电路可应用于 LCD、台式 PC 等。

3.3.3 VIPER53 电路参数设计

1. 最大输出功率 P_{omax} 的设计

1）最大输出功率的确定是关系到过载功率保护点的确立，输出功率是由变压器一次电感和 IC_1 的漏极电流来决定的。

$$P_{omax} = V_{in}D\left(I_{Dmax} - \frac{V_{in}DT}{2L_P}\right)$$

式中，V_{in} 为输入到一次绕组的直流电压，V_{in} 设为 DC90V，输出功率 $P_o = 12 \times 3.5\text{W} + 5 \times 1\text{W} = 47\text{W}$。

2）芯片漏极最大电流的计算

$$I_{Dmax} = \frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_{RP})D_{max}}$$

式中，K_{RP} 是变压器一次纹波电流与一次峰值电流比值，输入为 265V 时 K_{RP} 取 0.7；D_{max} 为最大占空比；I_{AVG} 为输入平均电流。

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta V_{imin}} = \frac{47}{0.88 \times 90}\text{A} = 0.59\text{A}$$

式中，电源效率 $\eta = 88\%$。

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{V_{imin} + V_{OR} - V_{D(on)}} = \frac{135\text{V}}{90\text{V} + 135\text{V} - 10\text{V}} = 0.63$$

式中，V_{OR} 是一次电感电压，输入电压为 85 ~ 265V 时，V_{OR} 为 135V，$V_{D(on)}$ 是 IC_1 的开关管漏极导通压降，取 10V。

$$I_{Dmax} = \frac{0.59}{(1-0.5 \times 0.7) \times 0.63}\text{A} = 1.44\text{A}$$

3）变压器一次电感的计算

$$P_{omax} = V_{imin}D_{max}\left(I_{Dmax} - \frac{V_{imin}D_{max}I_F}{2L_P}\right)$$

式中，I_F 为 TL431 的反馈电流，为 12.5mA。

$$L_P = \frac{P_o \times 10^6}{I_{Dmax}^2 K_{RP}\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta} = \frac{47 \times 10^6}{1.44^2 \times 0.7\left(1 - \frac{0.7}{2}\right) \times 80 \times 0.88 \times 10^3}\mu\text{H} = 707.62\mu\text{H}$$

式中，f 为电源工作频率，设定 80kHz。

计算电路在最大占空比 D_{max} 时输出功率

$$P_{omax} = 90 \times 0.63 \times \left(1.44 - \frac{90 \times 0.63 \times 12.5 \times 10^3}{2 \times 707.62 \times 10^3}\right)\text{W} = 56.7 \times (1.44 - 0.5)\text{W} = 53.3\text{W}$$

2. 限流电阻 R_9 的计算

$$R_9 = \frac{V_{o1} - V_{REF}}{I_E} = \frac{12 - 2.5}{40 \times 10^{-3}}\Omega = 240\Omega$$

式中，V_{REF}为TL431的基准电压2.5V；I_E为PC817发光二极管电流。

3. 控制电阻R_{12}、R_{13}的计算

反馈电流
$$I_F=\frac{V_{REF}}{R_{11}}=\frac{2.5}{5.1\times10^3}A=490\mu A$$

根据两路输出电流，得

$$I_{F2}=\frac{490}{3.5+1}\mu A=108.89\mu A$$
$$I_{F1}=I_{F2}\times3.5=381.11\mu A$$
$$R_{13}=\frac{V_{o2}-V_{REF}}{I_{F2}}=\frac{5-2.5}{108.89\times10^{-6}}\Omega=22.96k\Omega$$
$$R_{12}=\frac{V_{o1}-V_{REF}}{I_{F1}}=\frac{12-2.5}{381.11\times10^{-6}}\Omega=24.93k\Omega$$

3.3.4　反激式高频变压器设计

按设计程序，磁心大小、一次电感、气隙大小、一次绕组匝数的计算，以及在磁心内直流成分和交流成分之间的相互影响等问题都要在设计中一条条多加考虑，以便在计算中进行选择，对控制条件有一个更准确的认识。

我们应该注意磁心的导磁性是随着气隙的大小而变化的。但是，磁心有没有气隙，它的饱和磁感应强度是一样的。有气隙时，磁场强度H明显增大，而剩余磁感应强度（B_r）则明显减小。这对反激式变换电路来说是很有利的。对于反激式变换电路，在B—H磁滞回线的第一象限里，在交流或直流电场作用下，磁场强度与磁感应强度的关系及磁心气隙对磁场强度的影响如图3-9所示。

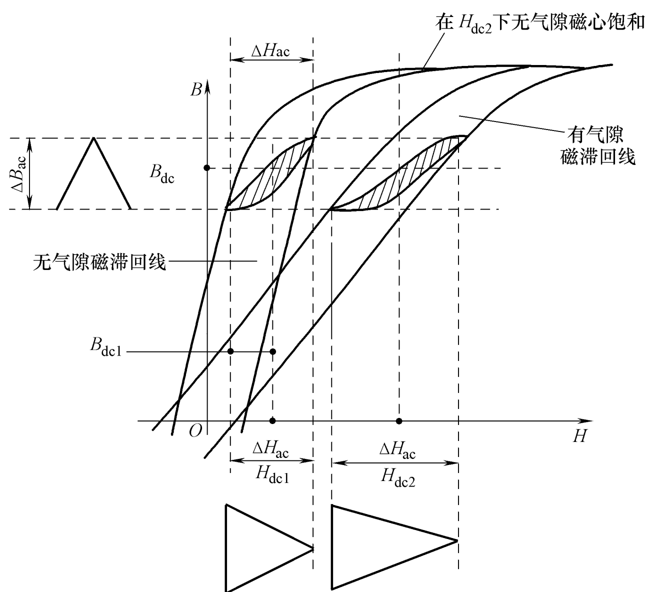


图3-9　磁场强度与磁感应强度的关系及磁心气隙对磁场强度的影响

（1）磁心气隙对交流电场的作用

从图3-9可以看到，磁心气隙可以有效地减少剩余磁感应强度B_r和增加有效磁场强度工作范围。也就是说，相当于有效地减小磁心的磁导率和一次绕组电感，但是磁心气隙决不能改变交变磁通量或是改善磁心的交流电场对磁心的作用。磁心有气隙时，只能使B—H特性曲线的斜率减小，特性曲线向横轴靠拢。在磁感应强度范围（ΔB_{ac}）不变的情况下，磁场强度的范围（ΔH_{ac}）则大幅增加，有利于防止磁饱和的产生。

（2）磁心气隙对直流电场的作用

从图 3-9 可以看到，在大的直流电流的作用下，磁心进入磁饱和是很容易的事。如果磁心有气隙，则可以防止磁饱和出现。高频变压器绕组中的直流成分在 B—H 特性曲线的水平轴 H 上所产生的磁力矩（H_{dc}）是产生磁饱和的条件。如果反激式变换电路以连续方式工作，这时就有相当多的直流成分通过变压器产生较大的直流电场。如果磁心没有气隙，从图 3-9 可以看到，一个直流电场所产生的磁感应强度（B_{dc}）将得到扩大。如果磁心有气隙，可在大得多的直流磁场强度（H_{dc2}）下产生相当大的磁感应强度（B_{dc}），就是在电感电流连续工作方式下，变压器磁心绕组中的电流也不会为零。不为零的绕组电流也产生磁感应强度，两种磁感应强度之和在既没有磁心也没有气隙的条件下，就很容易产生磁饱和。总之，外加的伏秒值、匝数和磁心面积决定了 B 轴上直流磁感应强度的变化量（ΔB_{dc}），对应于磁感应强度变化范围，气隙大，磁场强度就大。这时必须有电感量和磁心面积来平衡电路上所加的伏秒值，只有用磁心气隙来平衡稳定磁饱和状态的直流成分。

电路刚开始工作时，一次电感不起作用，这是因为电感只影响电源的工作方式，在频率低于 60kHz 的铁氧体磁心中，电感的最大值与最小值的损耗差不多。这时变压器的电感量越大，以不完全能量传递方式工作越合适。相反，变换电路以完全能量传递方式工作时，只有靠增大磁心气隙、降低电感值来达到，其他别无办法。

（3）变压器设计

输入电压为 90～240V（50Hz）；输出参数为 35V/2A、5V/1A、12V/1.5A。电路中 +5V 电压是从 35V 电压中分压取得的。N_2 是主绕组，N_1 是启动绕组，N_3 是控制绕组，N_4 是反馈绕组。

1）选择磁心大小

输出功率
$$P_o = V_{S1}I_{S1} + V_{S2}I_{S2} + V_{S3}I_{S3} + V_{S4}I_{S4}$$

设 $V_{S3}=5V$，$I_{S3}=0.1A$，$V_{S4}=5V$，$I_{S4}=0.1A$，占空比 $D=0.5$，则

$$P_o = (35\times2+5\times1+12\times1.5+12\times0.5+5\times0.2)W = 100W$$

输入功率
$$P_1 = \frac{P_o}{\eta} = \frac{100}{0.85}W \approx 118W$$

根据输入功率选择 EE35 磁心。

设工作频率 $f=100kHz$，则周期 $T=\frac{1}{f}=\frac{1}{100\times10^3}s=10\mu s$。

2）计算 t_{on}

一次绕组开关晶体管 VT_1 的最大导通时间对应于最低输入电压和最大负载。

$$t_{on} = DT = 0.5\times10\mu s = 5\mu s$$

3）计算最低直流输入电压

当变换电路在最低输入电压下满载工作时，计算它的输入端的直流电压 V_P。对于单相交流电容滤波，直流电压不会超过交流输入电压有效值的 1.3 倍，倍压整流系数为 1.414 倍，则 $V_P=90\times1.3\times1.414V\approx165V$

选择工作时的磁感应强度 ΔB_{ac}：现根据表 1-3 选用 EE30 磁心，中心柱的有效面积为 107.5mm^2。饱和磁感应强度在 100℃时为 350mT，对一般形状、材质的铁氧体磁心，当工作频率为 100kHz 时，60% 的饱和值 $\Delta B_{ac}=350\times0.60mT=210mT$。实践证明，这是一个良好的工作区，见图 3-10。

4）计算一次匝数

作用电压是一个方波，一个导通期间的伏秒值与一次匝数的关系为

$$N_P = \frac{V_P t_{on}}{\Delta B_{ac} A_e} = N_2$$

式中，N_P 为一次匝数；V_P 为一次侧所加直流电压；t_{on}为导通时间；A_e 为铁心有效面积（mm^2）。

$$N_P = \frac{165 \times 5}{0.21 \times 107.5}\text{匝} = 36.54\text{匝} \approx 36\text{匝}$$

5）计算二次匝数

设肖特基二极管的管压降为 0.4V，N_1 的总电压值为 35.4V $\times\sqrt{2} = 50.06$V，则

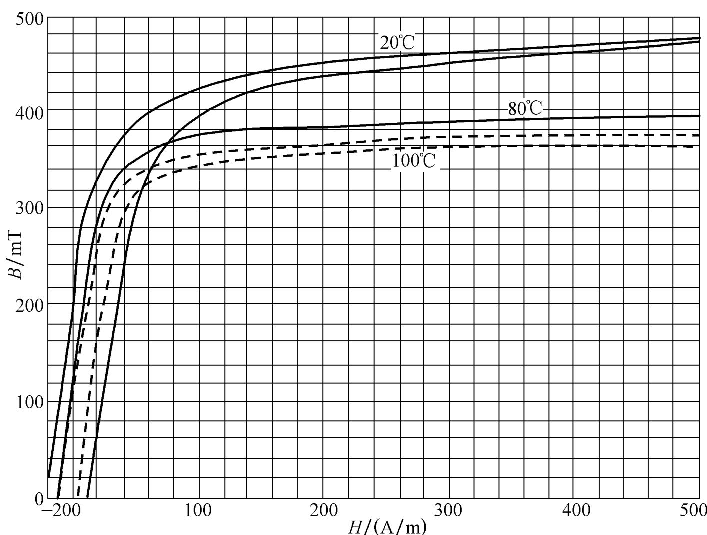


图 3-10　N27 铁氧体材料静态磁化曲线

一次绕组每伏匝数　　$n = \frac{V_{Pmin}}{N_P} = \frac{165\text{V}}{36\text{匝}} \approx 4.58\text{V/匝}$

二次绕组匝数　　$N_1 = \frac{50.06}{4.58}\text{匝} \approx 10.82\text{匝} \approx 11\text{匝}$

控制绕组 N_2 的电压 = 反馈绕组 N_4 的电压 = $(5\text{V} + 0.4\text{V})\sqrt{2} = 7.64$V，所以 $N_2 = \frac{7.64}{4.58}\text{匝} \approx 1.67$ 匝≈2 匝。

二次绕组 N_3 的总电压为 +12V 与肖特基二极管管压降 0.4V 和电感滤波绕组 L_4 的电压 0.4V 之和，而 N_5 的总电压值为 $12.8\text{V} \times \sqrt{2} = 18.1$V。

$$N_3 = N_4 = \frac{18.1}{4.58}\text{匝} \approx 3.95\text{匝} \approx 4\text{匝}$$

6）确定气隙大小

前面已经分析过，带气隙的磁心在一个更大的磁场强度 H 下才会产生饱和，因此磁心可经受一个更大的直流成分。另外，当 $H = 0$ 时，B_r 更小，磁心的磁场强度有一个更大的可用工作范围 ΔB。最后有气隙时，导磁能力降低，导致每匝的电感量减小，绕组的总电感值减小。但是，气隙的存在减少了磁心里直流成分所产生的磁通，对磁饱和是有利的。实际上开发人员是通过气隙来调整一次电感量，选定能量传递方式的。在完全能量传递方式中，传递能量的峰值电流是很高的，开关晶体管、整流二极管和电解电容器产生的损耗也是最大的，变压器产生的损耗也是很大的。对于不完全能量传递方式，只要一次电感适中，它的峰值电流大小合理，峰值与直流有效值的比值恰当，气隙大小合理，就能得到比较好的传递方式，工作噪声小，效率会很高。

7）确定气隙大小

将磁心错开 0.5mm 气隙，用脉冲宽度调试仪并接在开关电源脉冲发生器的输出端，在

变压器的一次侧上串接一只电流表。开关电源通电后，缓慢调整脉宽调试仪。在额定输入电压下，接好额定负载，观察电流特性波形的形状，一直调到所要求的输入电压和电流，这时再调节气隙，最后达到要求。这是快速调整气隙的方法。如果变压器不能按原设计工作在高温状态下以及元器件的误差改变了电路电感，需重新调整。

8）计算气隙

平均输入电流 I_P 为

$$I_P = \frac{P_1}{V_P} = \frac{118}{165}\text{A} \approx 0.72\text{A}$$

相应的最大值 I_m 为

$$I_m = \frac{I_P T}{t_{on}} = \frac{0.72 \times 20}{9.71}\text{A} \approx 1.48\text{A}$$

$$I_{P1} = \frac{I_m}{2} = \frac{1.48}{2}\text{A} = 0.74\text{A}$$

$$I_{P2} = 3I_{P1} = 3 \times 0.74\text{A} = 2.22\text{A}$$

在 t_{on}期间，电流变化量 ΔI 为

$$\Delta I = I_{P2} - I_{P1} = 2.22\text{A} - 0.74\text{A} = 1.48\text{A}$$

一次电感 $$L_P = \frac{V_P t_{on}}{\Delta I} \times 10^{-6} = \frac{165 \times 9.71}{1.48} \times 10^{-6}\text{H} \approx 1.09\text{mH}$$

气隙 $$\delta = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2 A_e}{L_P} = \frac{12.56 \times 10^{-7} \times 70^2 \times 110}{1.09}\text{mm} \approx 0.62\text{mm}$$

9）检查、测量磁心的磁感应强度和饱和区间

检查、测量磁心的最大磁感应强度是必要的，以便提供一个最大工作值和饱和值之间的合适空间。在任何条件（包括瞬时负载和高温环境）下，应避免出现磁心饱和。把输入电压设置到能控制的最低值（如 85V），负载调整到功率值为 100W，在示波器上观察变压器一次绕组的电流波形。这时慢慢减小工作频率，直到调制脉冲结束，电流突然上升，这时就是磁饱和出现的时间，记下该时间并与正常值比较，由所增加的百分比可得出磁感应强度的边界范围。此时，还应考虑在高温下磁感应强度还会降低。要求瞬时电压变化有 10% 的余地，如果保留的边界不足 10%，应增加气隙，进行调整。

10）计算磁饱和边界

交流磁通所产生的感应强度变化值为

$$\Delta B_{ac} = \frac{V_P t_{on}}{N_P A_e} = \frac{165 \times 9.71}{70 \times 110}\text{T} \approx 0.208\text{T}$$

利用磁感应强度与直流磁感应强度的关系，计算直流成分 B_{dc}。假设磁心所有磁阻都集中在气隙里，可以求得直流磁感应强度 B_{dc}为

$$B_{dc} = \mu H = \frac{\mu_0 N_P I_{dc}}{\delta \cdot 10^{-3}}$$

式中，$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$（H/m）；$N_P$ 为一次绕组的匝数；I_{dc}为有效直流电流开始导通时的电流值（A）；δ 为气隙长度（mm）；B_{dc}为直流作用的磁感应强度（T）。

$$B_{dc} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 70 \times 0.74}{0.62 \times 10^{-3}}\text{T} \approx 0.1049\text{T} = 104.9\text{mT}$$

交流和直流磁感应强度的和为磁感应强度最大值。

$$B_{max}=\Delta B_{ac}+B_{dc}=(208+104.9)\mathrm{mT}=312.9\mathrm{mT}$$

检查在100℃时的磁心材料特性的边界。从图3-8所示曲线可知$B_S=370$mT，故设计留有余地，通过设计。应检查磁心磁通在输入电压最低和最大脉宽条件下是否临近饱和。由于输入电压较高时，脉冲宽度会变窄，所以磁心是远离饱和的。如果变压器按输入高电压宽脉冲进行设计，使铁心工作在低密度磁通的条件下，可将变压器一次匝数增多，变压器的效率下降。这时开关电源控制电路应在高灵敏度状态下工作。输入高电压出现时，能快速限定脉宽或高压保护电路。一般脉宽调制是按反馈电压量来调制的，也有按电流来调制脉宽的。在脉宽比较器的输入端，用电感输出的电流信号与误差放大器输出信号进行比较来调节占空比，使输出峰值电流跟随误差电压变化而变化。有些电源在结构上有电压环、电流环双环控制系统，因此，凡具有电压调整、电流调整的开关电源的负载调整率、电压调整率和瞬态响应特性都有很大提高。

3.3.5　LM3445变换LED驱动电路设计应用

反激式开关电源是变压器的一次绕组被直流电压激励时，二次绕组没有向负载提供功率输出，只是在一次绕组的激励电压被关闭后，才向负载提供功率。由于LED照明拥有高效，长寿命的特点，LED的使用越来越广泛。基于控制器IC的可调光要求，LED驱动一般采用两种调光方式，即数字PWM调光和模拟DC电压调光。但相位控制的TRIAC白炽灯和卤素灯调光器若用LED调光控制，会产生120Hz的闪烁，而且调光范围窄。美国半导体公司推出一种离线式恒流LED控制器LM3445调光器对LED进行宽范围无闪烁调光，值得推广。

1. LM3445调光的主要特点

LM 3445与同类离线式AC/DC恒流LED驱动器比较，其主要特点是在芯片上设计了TRIAC调光译码器电路，能检测交流电路TRIAC调光波形，并将其转换成控制LED的调光电流信号，能在0%～100%的调光范围内，实现无闪烁LED亮度调光控制，其特征主要有：

1）交流输入电压范围为80～270V，适用全球供电电压；

2）能够控制大于1A的LED电流；

3）适合配置无源功率因数校正（PFC）电路，满足“能源之星”固态照明（SSL）商业应用要求；

4）支持主/从控制功能的多芯片解决方案，使用一个TRIAC调光器和一个主LM3445芯片便能控制多个LM3445的从属降压变换器驱动的多串LED灯；

5）提供V_{CC}欠电压锁定，过电流限制、165℃热关闭的保护功能；

6）能固定关断时间可编程、频率可调节的特殊要求。

2. LM3445隔离反激式电源工作原理

LM3445的内部结构如图3-11所示。用LM3445可组成TRIAC的反激式离线调光。这种AC/DC恒流LED驱动电路主要由5部分组成：TRIAC调光器、桥式整流器、整流电路电压检测调光译码器电路、无源功率因数校正电路以及降压式（buck）DC/DC变换电路等。

（1）TRIAC调光电路

TRIAC调光电路串接在整流桥（UR）的输入端，调光采用相位控制，如图3-12所示。反激式LM3445变换LED驱动原理如图3-13所示。R_7、R_8和C_{13}值决定双向触发二极管的

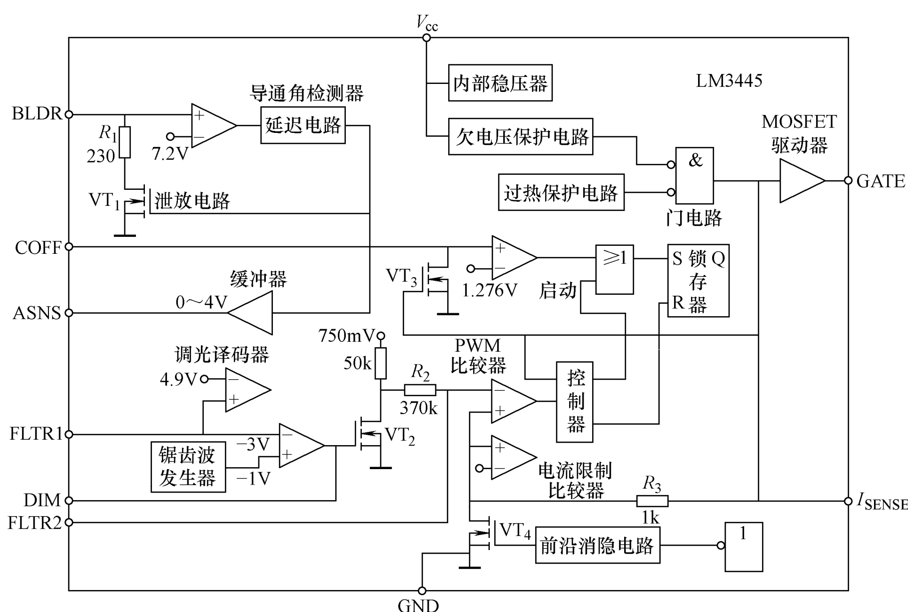


图 3-11　LM3445 内部结构框图

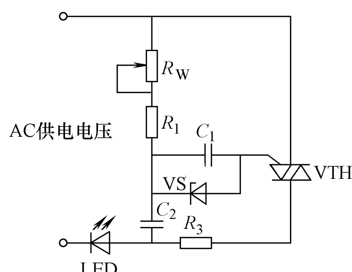


图 3-12　TRIAC 调光原理图

触发电压（32V）之前的延迟时间。对于白炽灯 R_{15}减小，使双向晶闸管的导通时间缩短，导通角增加，灯的亮度增强；反之，R_{15}增加，双向晶闸管导通角将减小，灯光变暗，通过 LM3445 的调光译码器电路，以控制 LED 串的电流，实现亮度调控。

（2）TRIAC 调光译码电路

该电路由整流电路电压检测、导通角检测和调光译码器 3 部分组成。电路电压检测是将整流的电路电压转换为电平由 LM3445 的 BLDR 脚吸收。由于 VT_1 的源极连接着电容，当电路电压降低至 15V 以下时，BLDR 脚上的电压跟随整流输出电压的升高或降低。R_{16}和 R_{17}的作用一是泄放 BLDR 脚上的寄生电容电压，二是为调光器提供所需要的保持电流。二极管 VD_6 和 C_{11}的作用是保持 IC 芯片 V_{CC}上的电压正常供电。

角度检测和调光译码器是利用双向晶闸管导通角一个门限为 7.2V 的比较器监测信号的差值来确定是导通还是关断。比较器输出控制泄放电路并驱动缓冲器。缓冲器输出被限制了的电压信号，经滤波器滤波与斜波相减产生的 5.88kHz 的锯齿波比较后，触发信号去驱动片内的 MOSFET，MOSFET 的漏极信号经片内 370kΩ 与 IC 的 FLTR2 脚上的电容 C_{13}组成低通滤波。译光器输出一个 0 ~ 750mV 的调光信号，双向晶闸管导通角从 45°到 135°改变，从而获得到了调光，如图 3-12 所示。

（3）无源 PFC 功率因数校正电路

电容 C_7、C_6 二极管 VD_2 ~ VD_4 组成部分滤波填谷式无源 PFC 电路，用来代替大电容滤波，可以改善电路功率因数，无源 PFC 电路输出电压以降压式变换作为 DC 总电路电压。C_7、C_6 采用铝电解电容。VD_1 为隔离二极管，VS_1 是瞬态抑制器，用作开机时限制冲击电流。C_9 用作滤除由于 C_7、C_6 的充放电而产生的纹波电压。无源功率因数校正电路也叫做“填

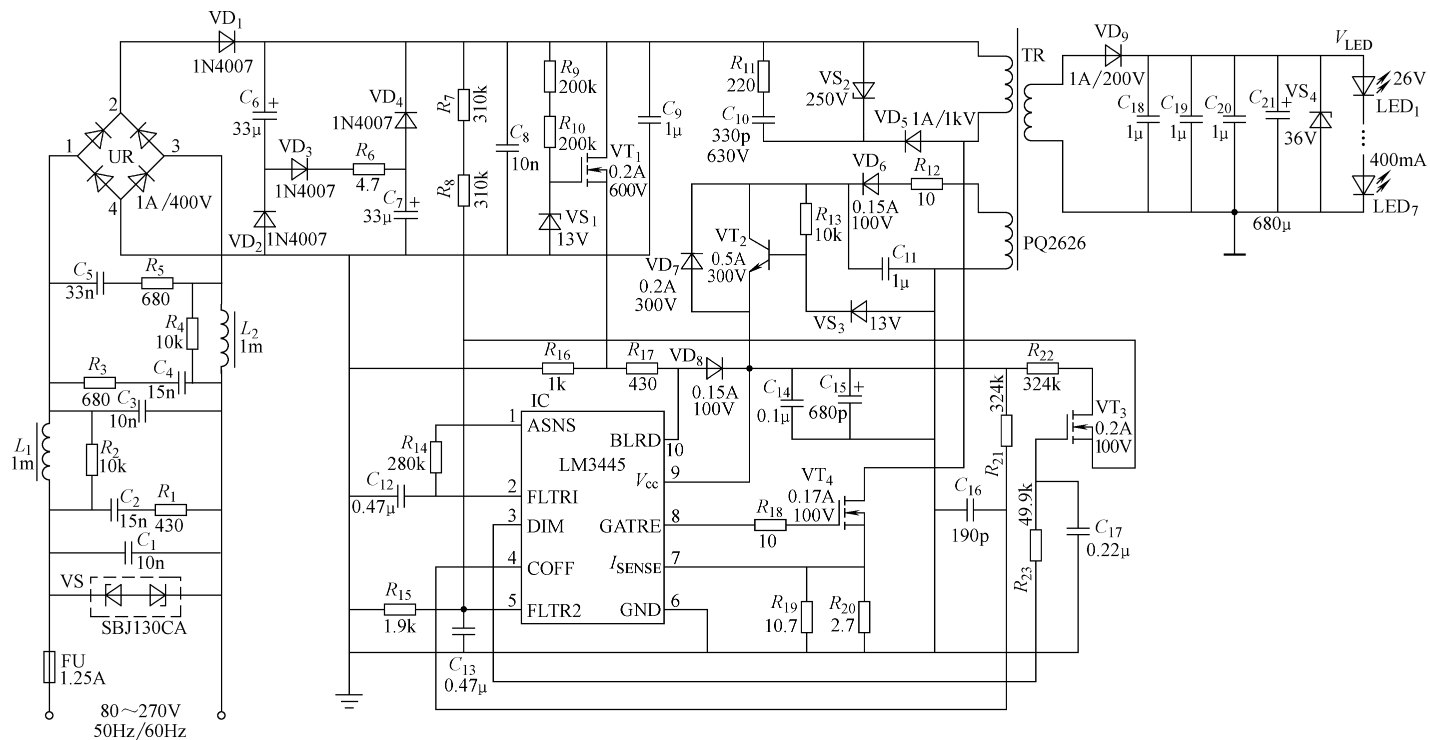


图 3-13　反激式 LM3445 变换 LED 驱动原理图

谷电路，功率因数高的实质是大幅度增加整流二极管的导通时间，使输入电流从尖峰脉冲改变为正弦波波形，将输入电压与输出电流同相，使功率因数提高到 0.92 左右，但电路损耗会增加，仅适用于 20W 以下低成本的 LED 驱动电源。

（4）LM3445 隔离式电源设计

LM3445 是隔离反激式 TRIAC 调光 LED 驱动电路，如图 3-11 所示，该图 LED 驱动电源的调光性能优于白炽灯调光性能，只是 TRIAC 调光方式，可实现对数调光的最佳指标，下面对外围元器件的计算及选择方法进行设计。

输入电压：$V_i = 80 \sim 270V$（美国供电指数）

LED 负载：LED 串联，正向压降 $V_F = 3.6V$，LED 灯串电压 $V_{LED} = 3.6V \times 7 = 25.2V$

额定开关工作频率 $f = 250kHz$；LED 的驱动电流 $I_{AVG} = 400mA$；电路双向晶闸管的最大导通角为 135°；电感的纹波电流 $I_r = 0.3 \times 400mA = 120mA$；电源效率为 85%。

1）计算整流桥输出电压最低值 $V_{o(min)}$

$$V_{o(min)} = \frac{V_{imin}\sqrt{2}\sin 135°}{2} = \frac{80V \times \sqrt{2}\sin 135°}{2} = 40V$$

2）计算整流桥输出电压最大值 $V_{o(max)}$

$$V_{o(max)} = \sqrt{2}V_{i(max)} = 1.414 \times 270V = 382V$$

3）计算转换开关关断时间 t_{off}

$$t_{off} = \frac{1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{CP}}}{f} = \frac{1 - \frac{1}{0.85} \times \frac{25.2}{1.75 \times \sqrt{2}}}{250 \times 10^3} s = 3.52\mu s$$

4）输入最大电压的导通时间 t_{on}

$$t_{on} = \frac{\frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{i(max)}}}{1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{i(max)}}} \cdot t_{off} = \frac{\frac{1}{0.85} \times \frac{25.2}{175 \times \sqrt{2}}}{1 - \frac{1}{0.85} \times \frac{25.2}{175 \times \sqrt{2}}} \times 3.52\mu s = 480ns$$

5）计算旁路电容 C_{16}

$$C_{16} = I_{coL} \cdot \frac{t_{off}}{1.15}$$

式中，I_{coL}与 IC 的控制期间 VT_3 允许电流通过，为 62.5μA。

$$C_{16} = 62.5\mu A \times \frac{3.53\mu s}{1.15} = 191pF，取 C_{16} = 190pF$$

6）计算无源功率因数校正电容 C_7、C_6 的容量

输入最低电压 $V_{imin} = 90V$ 时，设 LED 的负载电压从 25.2V 下降到 20.0V，其维持时间为 2.4ms，则 C_7、C_6 的电容量由下式计算：

$$C_7 = C_6 = \frac{V_{LED}}{I_{LED} \cdot t_{off}}$$

式中，I_{LED}为电路供给 LED 灯电流。

$$I_{LED} = \frac{P_o}{V_{omin}} = \frac{10.4}{40} A = 260mA$$

$$C_7 = C_6 = \frac{20.0V}{260mA \times 2.4ms} = 33.3\mu F$$

C_7、C_6 取 33μF 标准电容。

7）计算变换电源的工作频率 f

$$f=\frac{1-\frac{1}{\eta}\times\frac{V_{\mathrm{LED}}}{(V_{\mathrm{imax}}+V_{\mathrm{imin}})/2}}{t_{\mathrm{off}}}=\frac{1-\frac{1}{0.85}\times\frac{25.2}{(270+80)\sqrt{2}/2}}{3.52}\mathrm{MHz}=250\mathrm{kHz}$$

额定开关工作频率与设计目标一致，符合设计要求。

3.4　半桥式变换电路

3.4.1　概述

半桥式变换电路是离线开关电源比较好的结构形式，一次侧开关晶体管的电压应力由于由两只晶体管来承受而减小了，要求两只开关晶体管具有相同的开关特性。在相同的基极脉冲宽度的触发下，如果一只晶体管较慢地关断，而另一只晶体管较快地关断，在第一只晶体管连接处的电压将受到影响，往往影响连接处电压的因素是第一只晶体管延迟关断。由此可见，如果让这种不平衡的触发脉冲去驱动变压器，将会产生偏磁现象，致使磁心出现饱和并产生过大的晶体管集电极电流，从而降低了变压器效率，使晶体管失控甚至烧毁。如果在变压器一次绕组上串联一只电容，则与不平衡的伏秒值成正比的直流偏压将会被这只电容滤掉，就是说去掉直流电平。这样在晶体管导通期间，就会得到平衡电压的伏秒值。图 3-14 所示的 V_c 输出脉冲是 V_a 与 V_b 的矢量和。另一个减少晶体管关断时间的方法是在晶体管的基极加一只钳位二极管，它的作用是阻止晶体管的完全饱和导通，从而缩短存储时间。在变压器一次绕组上串接的一只电容（C_o）应是一种无极性的陶瓷电容。为了减小电流作用下的温升，必须使用较低等效串联电阻的电容器，这样降低了等效串联电阻。

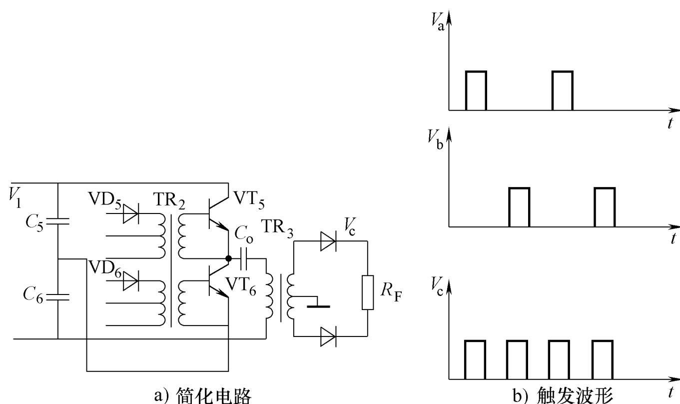


图 3-14　半桥式脉宽调制变换电路工作原理图

半桥式变换电路铁氧体趋向饱和。在一定区间内所有加到一次绕组的正向脉冲的平均伏秒值不等于负向脉冲的平均伏秒值时，在多个循环周期中就有可能逐渐趋向饱和。可在电源进线与变压器的一次侧上串接一只电容（C_o），改善晶体管存储时间，但对变压器二次侧的整流二极管恢复时间的差异不能起到平衡调整作用。事实证明，二次侧用于全波整流的两只二极管也会因它们之间的差异而导致磁饱和出现。如果在变压器铁心中加一个气隙，就会抑制这种影响，但不能消除磁饱和。出现阶梯式饱和的可能性在瞬变负载下会有所增加。即使

开关电源在电源负载相对小的条件下工作，长期工作也会临近饱和的边缘。如果输出电流突然增加，也会出现输出电压立即降低。通过控制电路把驱动脉冲宽度增加到最大值，也会使变压器在半个周期中会出现饱和，开关晶体管损坏。为了防止出现阶梯式饱和，可用电流控制型脉宽调制器进行控制。

“直通”是半桥电路很大的威胁。所谓直通是指两只晶体管在同一时间内同时导通的现象。那些存储时间较长的晶体管最容易出现直通，产生这种现象的原因就是短路了直流电压的输入。针对这问题，应将驱动脉冲宽度加到最大值，使导通角不会产生直通。实现的难点是晶体管的储存时间不同，随着工作电压和温度的变化。设计上对占空比不能选得太大。另一种解决直通的方法是采用交叉耦合闭环电路。当电路中的一只管子导通时，另一只管子处于关闭。这种状态一直持续到关闭，另一只管子才有导通的可能。这种方法对存储时间不同的两只管子来说很难解决。另外允许占空比满度使用，这可在具有恒压负反馈的控制电路中使用。当半桥式变换电路刚接上电源时，驱动脉冲逐渐增加宽度到设定值，使输出电压慢慢建立。这个过程有延时的作用，延时的目的是防止负载电流的大冲击，更主要的是阻止产生双倍磁通效应。所谓双倍磁通效应就是电路在启动瞬间的磁饱和现象，它存在于半桥、全桥和推挽电路里。因变压器受双向磁化的影响，所以在设计中磁感应强度增量值取单向磁化时的两倍。为了防止双倍磁通效应，一是把工作磁感应强度减小，但是减小的结果是磁心的利用率降低，电源的效率也受到影响，这种方法不可取；二是在电路上设计延时启动电路，这样在启动时减小脉冲宽度，为防止双倍磁通效应出现起到很好的作用。

3.4.2　TL494 的电路特点

开关电源集成控制器 TL494 广泛用于 100～200W 中功率开关电源中，它的性能特点是：

1）可用于推挽、半桥单端输出电路，它的适用性强，比较机动灵活。TL494 是美国德州仪器公司开发的民用电子产品，于 20 世纪 80 年代销往中国。

2）TL494 电路的工作频率是由外部锯齿波发生器（即振荡器）上的定时元件 R_T、C_T 决定的，一旦定时元件固定后，电路输出信号的工作频率就固定不变了，它的最高工作频率可以达到 300kHz。

3）该电路具有 5V 过电流、过电压保护，输入欠电压保护，5V 欠电压保护以及 12V 过电流保护等多种保护功能，电源可靠性高，运行安全。

4）工作温度范围宽，为 −20～85℃。电源电压从 100V 到 240V 都能使用。TL494 由一个锯齿波发生器（振荡器)、一个 D 触发器、两个死区比较器、两个放大器、一个 2.5V 基准稳压源和两只驱动晶体管组成，如图 3-15a 所示。1、2 脚和 15、16 脚分别为两个放大器的输入端；3、4 脚为死区电平控制端，对各种输入信号进行监测比较；5、6 脚为振荡器的 *RC* 输入端，由外电路 *RC* 振荡频率与片内振荡频率进行比较；8、9 脚和 10、11 脚分别为片内两个内部驱动晶体管的集电极和发射极输出端，通过它们发出的脉冲可以控制变换电路开关管的交替导通和截止。13 脚为八 D 触发器控制状态输出端，当 3 脚为高电平时，两只内部驱动晶体管交替导通，以控制变换电路内的两只开关晶体管；13 脚为低电平时，两只内部驱动晶体管同时导通或截止，此时只能控制变换电路里的一只开关晶体管。14 脚输出的 +5V基准电压与外部电路电压信号进行比较；12 脚为 IC 控制器的电源输入端。

3.4.3　TL494 电路的工作原理与应用

图 3-16 所示的是一种他励式脉宽调制开关电源。脉宽调制采用集成电路 IC_1（TL494）

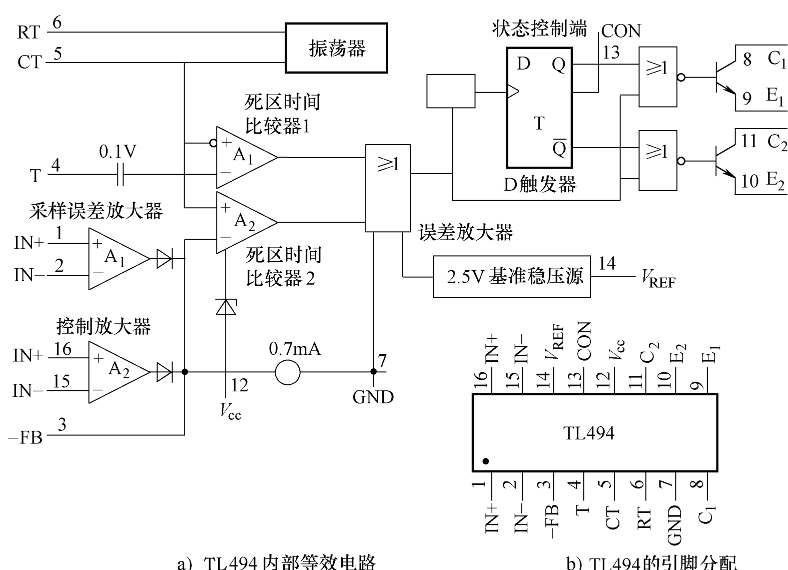


图 3-15　TL494 的内部等效电路及引脚分配图

来完成。它在 +5V 直流输出端（C_{26}端点）采用电压负反馈来稳定输出电压，在 5V 的过电压和过电流保护信号的控制下，向半桥式变换电路馈送出两路相位相差 180°的脉宽调制信号。该信号经功率放大后，被高频变压器耦合给 4 个独立的变压器二次绕组，再经整流滤波，形成 ±5V 和 ±12V 直流电压。12V 直流电源具有过电流保护功能。开关电源的主变换电路是由半桥驱动。驱动电路还要高效率地传递功率和调节脉冲宽度，以保证输出电压稳定。半桥式变换电路的工作过程是这样的：当晶体管 VT_5、VT_6 的基极回路中没有脉宽控制方波输入时，晶体管 VT_5、VT_6 处于截止状态，此时 300V 直流电压将平均分配在电容 C_5、C_6 上（因 C_5 和 C_6 的容量相等），即等于 150V 左右。当控制方波 V_a 送到晶体管 VT_5 的基极时，VT_5 导通，这样输入电压 V_1 将通过 VT_5 的集电极—发射极以电流 I_c 向电容器 C_6 充电。由于电容 C_6 上的电压不能突变，如果忽略 VT_5 的饱和压降，那么在变压器 TR_3 的一次绕组上将感应出 $V_1/2$ 的电压（由 0 上升到 $V_1/2$）。这样变化的结果将导致晶体管 VT_6 的集电极与发射极间的电压由 $V_1/2$ 上升到 V_1。在上述过程中，电容 C_5 放电，电容 C_6 充电，流经晶体管 VT_5 的电流将是 I_c 的 2 倍。当控制方波消失后，VT_5、VT_6 均处于截止状态。这时 VT_5、VT_6 又回到开始瞬间的状态，各承受 $V_1/2$ 的电压，TR_3 一次绕组的感应电压为零。当控制方波 V_b 被馈送到 VT_6 的基极时，VT_6 导通。此时，输入电压 V_1 将通过 C_5、TR_3 的一次绕组、VT_6 的集电极和发射极对电容 C_5 充电。同样，由于 C_5 两端的电压不能突变，则在 TR_3 的一次绕组中感应出极性相反的 $V_1/2$ 电压。此时 VT_6 的集电极和发射极承受的电压将从 $V_1/2$ 上升到 V_1。在此过程中，C_6 放电，C_5 充电，流过 VT_6 的电流同样也是 I_c 的 2 倍。由此可见，只要适当控制方波脉冲 V_a 和 V_b 交替地加到 VT_5、VT_6 的基极上，就会在变压器 TR_3 的一次绕组上感应出大小相等而极性相反的交替变化的高频电压，它的大小为输入直流电压的一半。在半桥驱动电路中，当开关晶体管 VT_5 或 VT_6 由截止转为饱和导通时，其集电极和发射极两端电压变化的幅值只有输入直流电压的一半，即 150V 左右。在图 3-16 中，C_1、L_1、C_2、C_3、C_4 构成低通滤波电路，用于限制来自电网的高频干扰对电路的影响，抑

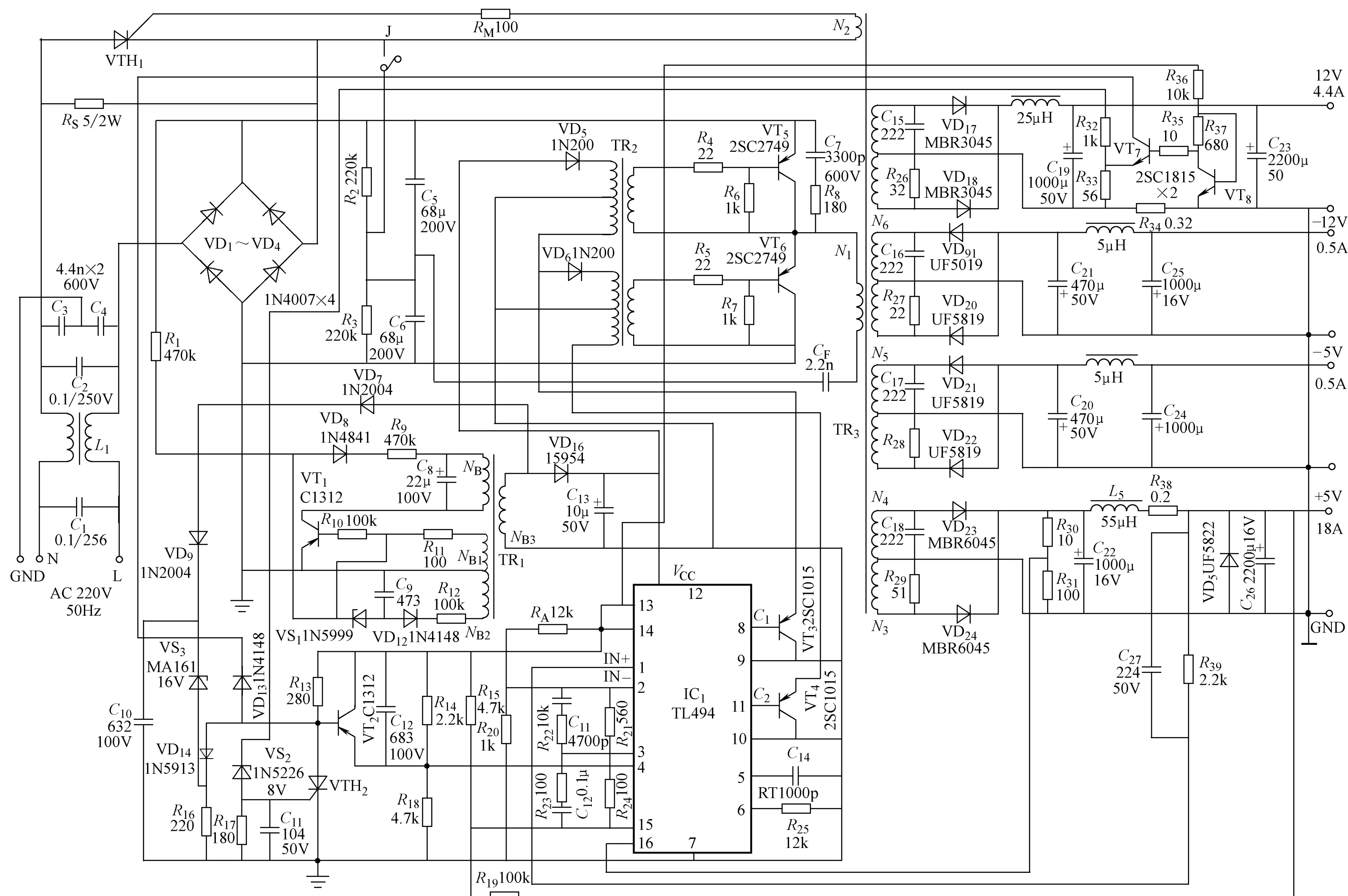


图 3-16　由 TL494 组成的他励式脉宽调制开关电源

制调制开关电路所产生的高频信号对供电电网的污染。单向晶闸管 VTH_1、变压器绕组 N_2 以及电阻 R_S 组成软启动电路。当接通电压时，晶闸管 VTH_1 处于截止状态，交流电压将通过软启动电阻 R_S 向桥式整桥 $VD_1 \sim VD_4$ 供电。R_S 的输入可有效地抑制供电电压在刚接通瞬间整流桥对滤波电容所产生的瞬时启动充电浪涌电流。当脉冲宽度达到设计的宽度后，高频变压器 TR_3 的绕组 N_2 感应出电压，该电压将使 VTH_1 由截止趋向导通。此后 R_S 被 VTH_1 短路，整流桥 $VD_1 \sim VD_4$ 将承受全部的交流电压，从此电路进入正常的工作状态。R_2、R_3 是电容 C_5、C_6 的均压电阻，起着恒压充放电滤波的作用。

整流滤波后的 300V 直流电压分两路馈送到下一级：一路馈送到开关晶体管 VT_5、VT_6 及有关元件组成的半桥式变换电路中，另一路馈送到由晶体管 VT_1 及其周围元件组成的自激式辅助电源电路中。稳压二极管 VS_1 和电阻 R_{10} 是 VT_1 的基本保护电路，而变压器 TR_1 的二次绕组 N_{B2}、电阻 R_{12}、电容 C_9 及二极管 VD_{12} 组成晶体管 VT_1 的反偏置截止电路。当 VT_1 趋向截止时，原来储存在 TR_1 中的电能将在 N_{B2} 绕组中形成反激电压，该电压就是加速 VT_1 截止的反向偏置电压。TR_1 的二次绕组 N_{B3}，感应出的脉冲电压经 VD_{16}、C_{13}，整流滤波后产生的直流电压被馈送到 TL494 的 12 脚，作为 TL494 的辅助电源 V_{CC}。与此同时，来自二次绕组 N_{B3} 的感应电压经 VD_7 和 VD_9 被馈送到欠电压保护电路，作为输入交流电的欠电压保护采样信号。在 TL494 内部锯齿波发生器的 5 脚和 6 脚分别接上定时电容 C_{14} 和定时电阻 R_{25} 后，TL494 内部的锯齿波发生器开始工作。另外，在 TL494 的 12 脚输入直流辅助电压 V_{CC} 后，TL494 将从参考基准电压输出端 14 脚向外输出 +5V 基准电压。TL494 正是利用这个 +5V 基准电压经 R_A/R_{20}、R_{15}/R_{19} 及 R_{14}/R_{18} 组成的电阻分压器分别为它的采样误差放大器的反相输入端 2 脚、控制放大器的反相输入端 15 脚以及死区电平控制端 4 脚建立起它们各自基准参考电平。为了防止半桥式变换电路的驱动电路中产生的一对高压反向加到开关晶体管 VT_5、VT_6 上，使它们发生同时导通而被损坏，要求在 TL494 的死区电平控制端 4 脚送入一个死区控制电平。它的选择原则是使 TL494 输出的两路相位相差 180°的驱动脉冲之间幅度为零的时间间隔（死区时间）至少要大于开关晶体管 VT_5、VT_6 的延迟时间 t_d、上升时间 t_r、存储时间 t_s 和下降时间 t_f 的总和。

+5V 直流输出电压电路的工作原理是：来自 +5V 输出端的采样电压经电阻 R_{39} 和电容 C_{27} 向 TL494 的采样误差放大器的同相输入端 1 脚馈送一个 +5V 电压作为控制信号。如果输入电压升高或 +5V 直流电压负载减轻而引起输出端电压升高，这时采样误差放大器同相输入端的电位也会升高，使得 TL494 的输出晶体管输出的调制脉冲的宽度下降。IC_1 的输出晶体管与 11 脚和 8 脚外接的晶体管 VT_3、VT_4 组成两对复合晶体管。从 VT_3、VT_4 送出一对相位相差 180°的脉宽调制驱动脉冲，分别经变压器 TR_2 馈送到直流变换电路中高反压开关晶体管 VT_5、VT_6 的基极。而晶体管 VT_5、VT_6 分别与 C_5、C_6 和 C_F、TR_3 的一次绕组 N_1 构成了半桥式变换电路的功率驱动电路。显然 VT_5、VT_6 经 TR_3 耦合到 4 个二次绕组的脉宽调制电压的脉冲宽度在 TL494 输出驱动脉冲的控制之下。这种脉冲经整流二极管 VD_{23}、VD_{24}，电感 L_5 及电容 C_{22} 和 C_{26} “π” 形滤波成直流信号输出。适当地控制负反馈量，可以使 +5V 直流输出电压自动稳定。电路中 VT_5 的集电极与发射极之间并联的 C_7 和 R_8 阻容网络，用于保护 VT_5、VT_6 不致因第二次电子击穿而损坏，降低开关管的电压输出以及消除开关尖峰电压对缓冲电路的影响。TL494 电路电源适用于台式计算机、DVD 电源和工业多回路控制等。

3.4.4　TL494 的保护电路

1. 5V 过电流保护

利用 TL494 内部的控制放大器进行闭环负反馈控制的。控制放大器反相输入端 15 脚的参考电平是由 TL494 内部产生的 +5V 基准电压与 +5V 直流输出电压经 R_{15}、R_{19}分压得到的，这点电平的高低实际上反映了 +5V 直流输出电压与标准的 +5V 基准电压的差值。+5V 输出端的电压正好等于 +5V 基准电压时，该点的电位即所谓的平衡电平。控制放大器同相输入端 16 脚的输入信号，取自 +5V 直流输出电路中由 R_{30}、R_{31}组成的电阻分压网络的中点。当 +5V 直流输出过电流时，取样电阻 R_{38}的电压降必然增大。这样将造成控制放大器的同相端电平比反相端电平上升得更高。馈送到控制放大器两个输入端的输入信号的变化将导致 TL494 输出控制脉冲的宽度变窄。如果过电流严重，会使它输出的脉冲宽度变为零。结果，当然使 +5V 输出端电压下降或变为零，从而实现自动保护的目的。

2. 5V 过电压保护

该保护电路是由稳压二极管 VS_2、电阻 R_{17}、电容 C_{10}、晶闸管 VTH_2 以及晶体管 VT_2 组成的。当 +5V 直流输出端的输出电压超过规定值时，稳压二极管 VS_2 击穿而处于导通状态。此时 R_{17}及 C_{10}两端的压降等于 +5V 直流输出端的实际输出电压与 VS_2 的稳压值之差，VTH_2 的门极在此电压触发下将由原来的阻断状态转为导通状态。一旦导通，与之相连的晶体管 VT_2 的基极电位下降至 0V 左右，VT_2 进入饱和导通状态。因而，TL494 的死区电平控制端 4 脚的电平将上升至 +5V 左右，结果将使 TL494 的 8 脚和 11 脚输出的调制脉冲的宽度变为零，VT_5、VT_6 处于截止状态，所有的输出都为零，从而达到过电压自动保护的目的。

3. 供电电压欠电压保护

欠电压保护电路是由 VD_7、VD_9、VS_3、R_{16}、C_{10}、VD_{14}以及 VT_2 组成的。在供电电压正常时，变压器 TR_1 的二次绕组 N_{B3}上感应得到的控制信号电压幅值大，足以使 VS_3 处于导通状态，VD_{14}处于反向偏置状态。这时的欠电压保护电路对整个电路无影响。反之，当供电电压低于规定值时，来自 N_{B3}和 VD_7、VD_9 的欠电压保护信号的幅值已小到不能使 VS_3 处于导通状态。一旦 VS_3 截止，VS_3的负端电平将下降至零，结果导致 VT_2 导通，TL494 的死区电平控制端 4 脚的电平上升到 +5V 左右，TL494 输出的驱动脉冲的宽度为零，半桥式变换电路中的驱动开关管 VT_5、VT_6 截止，从而使整个电路输出为零。这样就实现了欠电压保护的目的。

4. 12V 输出电压过电流保护

该过电流保护电路由 VT_7、VT_8 等有关元器件组成。+5V 直流输出电压经 R_{36}向 VT_8 的基极注入电流。R_{36}选择的原则是保证 VT_8 的集电极电压输出的幅度恰好使得后级控制晶体管 VT_7 进入饱和导通状态。一旦 VT_7 饱和导通，控制来自 TL494 的 14 脚的 +5V 基准电压经 R_{13}、VD_{13}、VT_7 的集电极—发射极以及 R_{33}，形成通路，电流将流通。VD_{13}便变成正向导通，并使 VT_2 的基极电位下降，VT_2 从截止进入饱和导通状态。这样 TL494 的死区电平控制端 4 脚的电平将上升到 +5V，结果导致 TL494 输出的调制脉冲的宽度为零，VT_5、VT_6 截止，所有电路输出都为零，从而达到过电流保护的目的。

3.4.5　半桥式高频变压器设计

变压器功率大小的设计要满足工作频率、输入电压变宽、温升在允许范围内的要求。首

先根据功率选定磁心，再确定磁感应强度值为正、反激式变换电路的两倍。在满值运行时，要考虑磁心损耗，对于高效率变压器，尽量使铜损接近铁损，这是半桥式变换电路与正、反激式变换电路的不同之处。

输入交流电压：AC 85～265V，50Hz。

输出参数：+12V/4.5A、+5V/18A、−12V/0.5A、−5V/0.5A，输出功率 $P_o = 151.5W$。

1. 计算输入功率

$$P_1 = \frac{P_o}{\eta} = \frac{151.5}{0.8}W \approx 189.4W$$

设工作频率为 50kHz。从图 3-17 可知，允许温升为 50℃时，确定总损耗为 3.3W，铁损 = 3.3/2W = 1.65W。根据表 4-1，选用的磁心为 PQ32/20，这时铁心截面积为 $142mm^2$。

从图 3-18 可知，1.65W 的损耗对应的磁通在开关频率为 50kHz 时为 20μWb。磁心的磁感应强度为

$$B_{opt} = \frac{\Phi}{A_e}$$

式中，Φ 为磁通量；A_e 为铁心截面积。

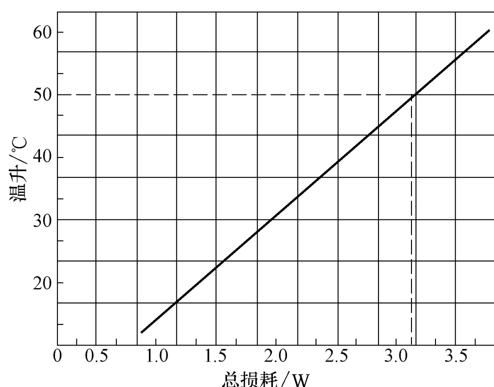


图 3-17　变压器自然通风总损耗与温度的关系

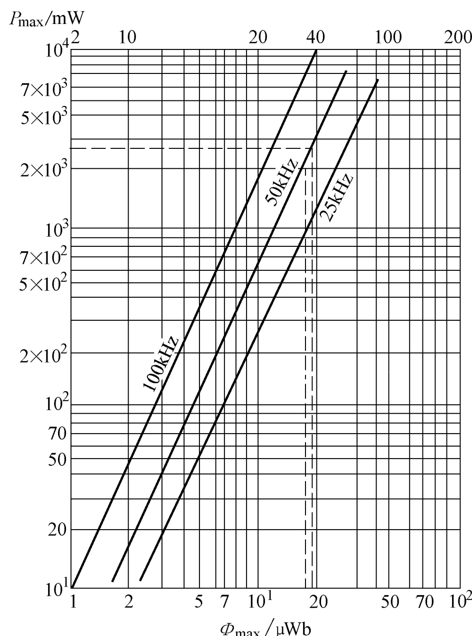


图 3-18　变压器在 100℃时的磁滞和涡流损耗与总磁通的关系

$$B_{opt} = \frac{20\mu Wb}{142mm^2} \approx 140mT$$

2. 计算磁感应强度增量

$$\Delta B = 2B_{opt} = 2 \times 140mT = 280mT = 0.28T$$

3. 计算一次侧最少匝数 N_{1min}

由工作频率得知周期 $T = \frac{1 \times 10^6}{500 \times 10^3}\mu s = 20\mu s$，设占空比 $D = 0.5$，则

$$t_{on}=TD=20\times0.5\mu s=10\mu s$$

电网电压波动 ±10%，考虑到倍压整流，则一次直流电压为

$$V_S=[85-(85\times0.10)]\times1.414\times2V\approx216.3V$$

$$N_{1max}=\frac{V_St_{on}}{\Delta BA_e}=\frac{216.3\times10}{0.28\times142}\text{匝}\approx54.40\text{匝}=55\text{匝}$$

4. 计算二次各绕组的匝数

每匝电压系数为

$$n=\frac{\frac{216.3}{2}}{55}\approx1.966$$

除以 2 是因为前面倍压整流时乘以 2，在这里不考虑倍压整流。

在计算二次匝数时只考虑 +5V、+12V、−5V 和 −12V 的匝数与之相同。变压器绕组 N_2 是启动绕组，由每伏匝数可以算出，$N_2=4.5/1.966$ 匝 $=2.28$ 匝，取 2 匝。

二极管 VD_{23}的管压降为 0.8V，检测电阻 R_{28}的压降 $0.2\times18V=3.6V$，滤波电感绕组 L_S 的压降为 1V，则

$$V_{S3}=(5+0.8+3.6+1)V=10.4V$$

$$N_3=\frac{10.4}{1.966}\text{匝}\approx5.29\text{匝}\approx5\text{匝}$$

$$V_{S4}=(12+0.8+1)V=13.8V$$

$$N_4=\frac{13.8}{1.966}\text{匝}\approx7.02\text{匝}\approx7\text{匝}$$

5. 计算一次电感 L_P

一次平均电流　$$I_S=\frac{P_1}{V_S}\approx\frac{189.4}{216.3}A\approx0.88A$$

一次绕组最大电流　$$I_m=\frac{I_S}{D}\approx\frac{0.88}{0.5}A\approx1.76A$$

$$I_{P1}=\frac{I_m}{2}\approx\frac{1.76}{2}A\approx0.88A$$

$$I_{P2}=3I_{P1}=3\times0.88A=2.64A$$

在 t_{on}期间，电流变化量　$\Delta I=I_{P2}-I_{P1}=2.64A-0.88A=1.76A$

$$L_P=\frac{V_St_{on}}{\Delta I}=\frac{216.3\times10}{1.76}\times10^{-3}mH=1.23mH$$

6. 计算磁间隙

前面已说明，如果在变压器磁心上加一个气隙，这对于半桥式变换电路抑制逐渐阶梯式趋向磁饱和是有利的，所以在这里进行磁心间隙计算显得很有必要。

$$\delta=\frac{\mu_rN_P^2A_e}{L_P}=\frac{4\pi\times10^{-7}\times55^2\times142}{1.23}mm\approx0.439mm=0.44mm$$

3.4.6　PLC810PG 变换 LED 驱动电路设计应用

PLC810PG 是一种半桥式驱动器 PFC 与 LLC（谐振变换）组合离线控制器，适用于 150W 路灯电源 LED 驱动。它的功率因数可达到或大于 0.98，电源效率大于 92%，完全符

合 IEC 61000-3-2—2005 中对谐波电流所规定要求。

当前市场对 LED 应用热点是 LED 道路照明。LED 的路灯技术主要有两部分：一个是离线 LED 驱动；另一个是路灯模块及散热技术。

传统的高压钠灯用于道路照明一般超过 75W，因此要求 LED 路灯电源输入电流谐波含量必须符合标准规定。为此，LED 路灯电源必须采用有源功率因数校正。LED 路灯电源常采用开关电源拓扑结构，不宜采用反激式开关电路，一般都用半桥式 LLC 谐振拓扑结构，得到安全高效的结果。

1. 半桥式 LLC 谐振拓扑结构

这种半桥式 LLC 结构与本书前面所讲的原理基本是一样，LLC 属于谐振变频变换器，第 1 章所述的半桥式变换电路不是 LLC 谐振拓扑。LLC 谐振电路拓扑结构能够输出较大的功率，还须保证半桥处于零电压开关（ZVS），具有高效率。PLC810PG 是美国安森美半导体公司推出一种电流连续模式 PFC 控制、驱动、半桥式转换电源，根据需要，输出整流二极管可采用零电流开关（ZCS），以消除整流电路在反向恢复时间内的功能损耗。图 3-19 所示为 PLC810PG 模块结构及引脚排列。

PLC810PG 的 PFC 控制器是由运算跨导放大器，分电压可编程放大器，PWM 控制电路及保护电路所组成。FBP 脚是 PFC 变换器输出电压反馈端，连接 OTA 的同相输入端。OTA 输出为 PFC 控制器乘法器的一个输入。VCOMP 上的输出连接频率补偿元件，反馈的作用是执行 PFC 输出电压的调节及低电压保护，它的内部标准电压为 2. 2V，如果 FBP 脚上的电压超过 2. 31V，IC 则提供过电压保护，这时 GATEP 脚上的输出截止。如果 FBP 脚的电压低于 0. 51V，PFC 电路被禁止，LLC 级关闭。ISP 是 PFC 的检测电流输入脚，起过电流保护作用。

2. LLC 控制器

半桥 LLC 谐振控制器的 FBL 脚是反馈电压输入端，如果反馈电流大，则开关工作频率高。LLC 的工作频率由 FMAX 脚与 VRF1 脚之间的连接电阻 R_F 决定，可比正常工作频率（100kHz）高出 2 ~ 3 倍。FBL 脚还提供过电压保护。ISL 脚为 LLC 电路的电流检测输入脚，为电路提供快速和慢速电流保护，并实现零电压开关。该电路的 PFC 和 LLC 的频率和相位同步，其作用是减小电路噪声和 EMI 的在线干扰。值得注意的是，PFC 电路不需要从脉动电压信号引入作输入电压检测，PFC 转换优于一般 PFC 电路。

3. 半桥式 PLC810PG 电路工作原理

半桥式 PLC810PG 电路为 LED 路灯，具有 150W 的输出功率见图 3-20。输入电压范围宽 140 ~ 265VAC；功率因数高，大于 0. 97；输入电流的谐波含量低，（THD < 6%）；LED 电源效率大于 0. 92，满足 IEC950/UL1950 Ⅱ级要求。电路采用 PLC810PG 控制的 LED 路灯电源各项指标非常优良，代表了第四代 LED 路灯的发展方向。

1）电路中的电容 C_1 ~ C_6 和电感 L_1、L_2 组成 EMI 滤波器，电阻 R_1 ~ R_3 为滤波电容提供放电通路，热敏电阻 RT 是在电路启动时，限制浪涌电流。PFC 变换电路由开关 MOS 管 VT_2、升压二极管 VD_2、输出滤波电容 C_9 等组成。在输入电压 140 ~ 265V 范围内，输出电压稳定在 385V，并在 UR 输入端产生正弦波交流电流，使电路呈现纯电阻性负载，这时的功率因数接近 1。晶体管 VT_1、VT_2、VT_3 组成缓冲电路。R_6、R_8 是 PFC 级偏置电阻，也是二极管 VD_3、VD_4 的钳位电阻，用来改善 VT_2 的栅极、漏极 EMI 的特性。由 VD_{22}、VD_{23}、R_{109}、C_{75}、C_{76}组成倍压整流滤波。电路通电后，电流通过 VT_{24}、VD_{24}对 C_{70}充电，为 PLC 810PQ

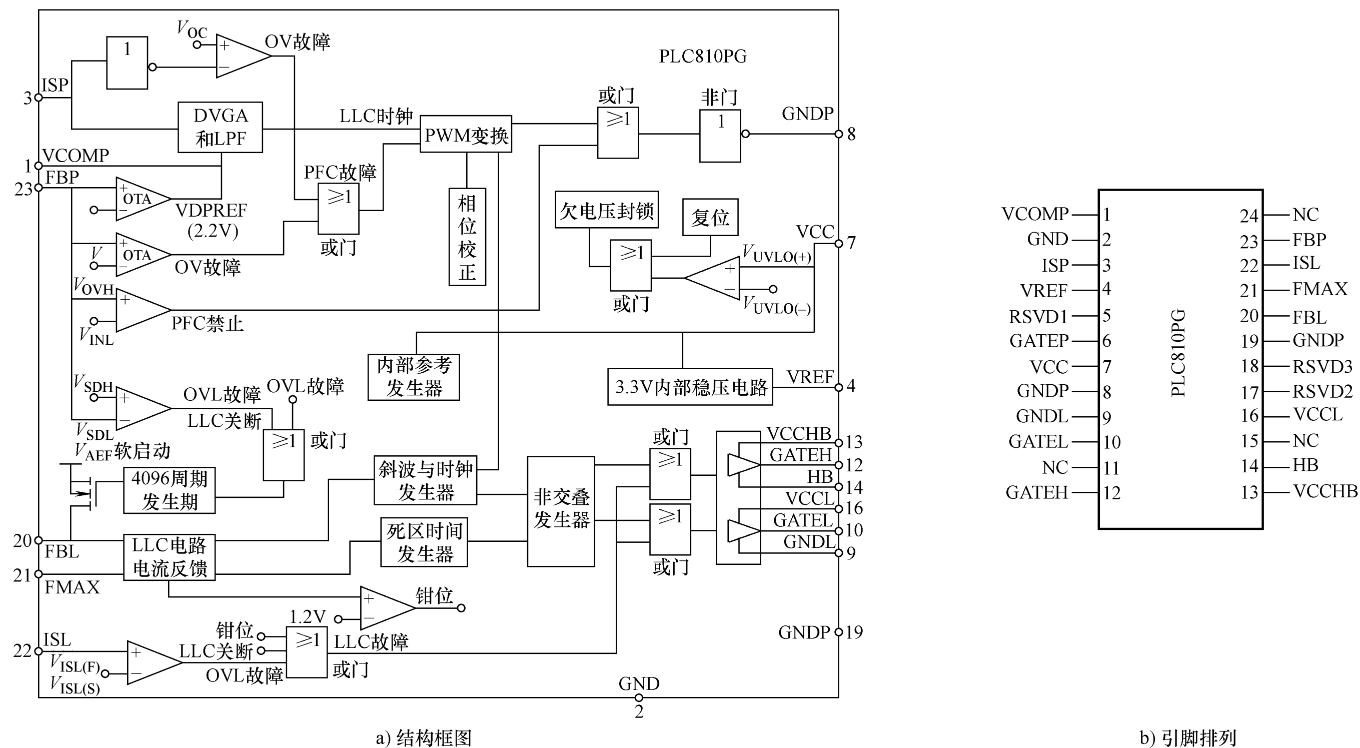


图 3-19　PLC810PG 模块结构框图及引脚排列图

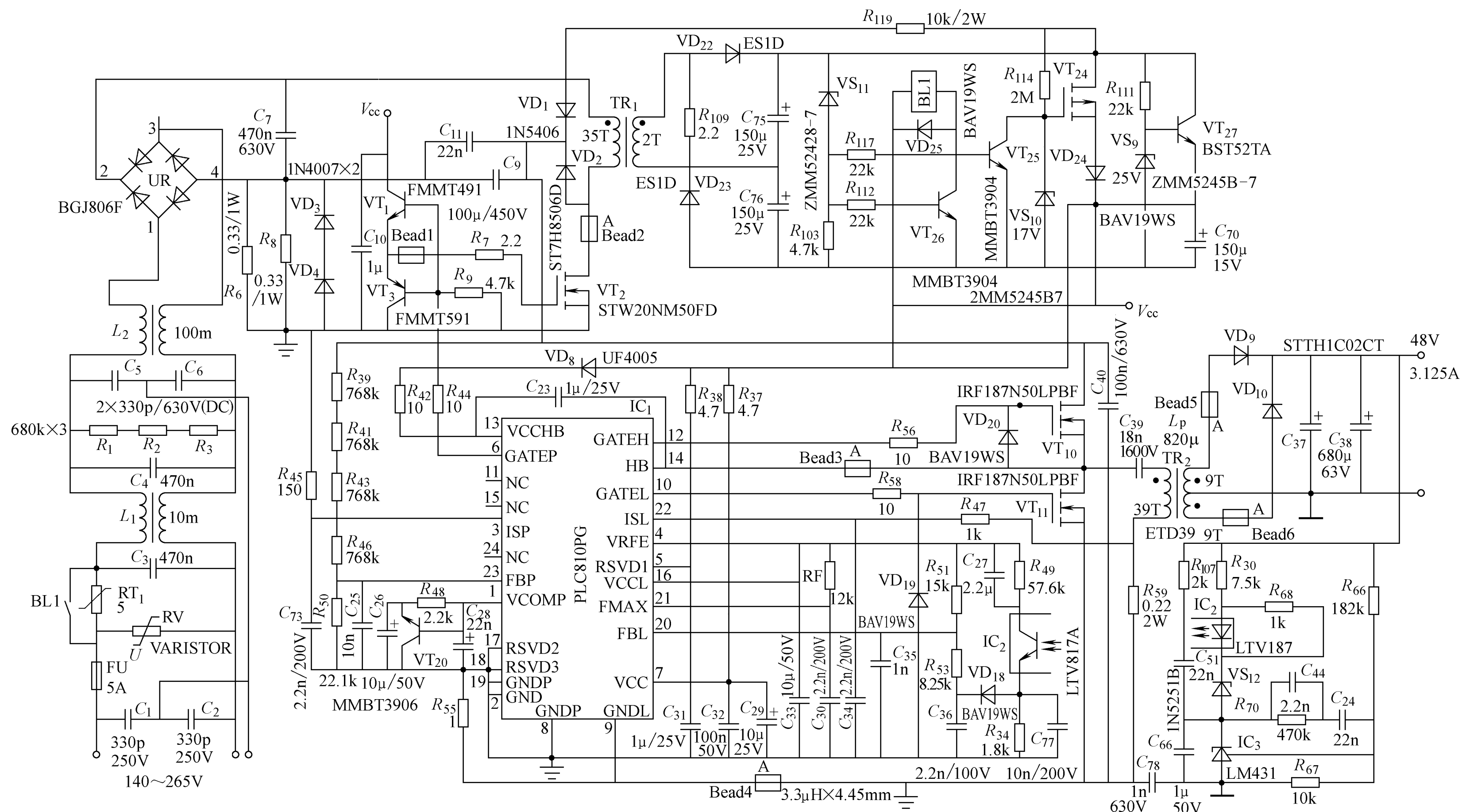


图 3-20 PLC810PG 半桥谐振式 LED 驱动灯光照明电源原理图

提供启动电流，VT_{27}、R_{111}和 VS_9 组成射极跟随稳压器，当 V_{CC}电压稳定后，VT_{25}关闭启动，并且 VT_{26}接通继电器 BL_1 将热敏电阻 RT1 短路。

2）PFC 控制电路和 LLC 变换器。控制 IC 的 GATEP 脚上的 PWM 信号驱动 PFC 开关管 VT_2。R_6、R_8 上的电流信号经 R_{45}、C_{73}滤波后输入到 ISP 脚，对 PFC 进行控制，并执行过电流保护。PFC 的输出电压 V_B 经 R_{39}、R_{41}、R_{43}、R_{46}和 R_{50}分压取样，C_{25}滤波，输入到 FBP 脚，完成 PFC 电压调节和过电压、欠电压保护。R_{48}、C_{26}、C_{28}为频率补偿。当 VCOMP 脚上的电压较大时，VT_{20}导通，C_{28}为旁路电容，使 PFC 控制环路快速响应。VT_{10}、VT_{11}是半桥开关 MOS 管。C_{39}是谐振电容，与变压器一次绕组构成 LLC 谐振电路。二次电压经 VD_9、C_{37}、C_{38}整流滤波，产生 48V 电压输出，为 LED 路灯供电。输出电压由 R_{66}、R_{67}采样，经稳压器 VS_{12}，光耦合器 IC_2 及 R_{51}、R_{53}及 VD_{18}反馈到 IC_1 的 FBL 脚，执行输出电压调节和过电压保护。当引脚电流大时，LLC 的开关频率升高。R_{49}、R_{51}、R_{53}为频率设置下限电阻，C_{27}是该级的启动电容，软启动时间由 R_{49}、R_{51}和 C_{27}决定。R_{59}是变压器一次绕组的电流检测电阻以提供过电流保护的信号。V_{CC}电压经 R_{37}、R_{38}分压提供，将 IC_1 的模拟电源和数字电源分开。R_{55}和铁氧体磁珠 Bead4 执行 PFC 与 LLC 之间隔离。

路灯电源元器件的选择：PFC 开关管 VT_2 选用 STW 20NM50FD，500V，20A，导通电阻为 0.22Ω，采用 T0-247AC 封装。半桥开关 MOS 管 VT_{10}，VT_{11}选用 IRF187N 50LPBF 型 N 沟道 MOSFET，500V，6.8A，沟道电阻为 0.32Ω、采用 T0-247AC 封装。电路中 VT_{24}选用 600V，0.4A，8.5Ω，采用 T0-223 封装。双极晶体管 VT_1、VT_3 选用 60V、1A、采用 SOT-23 封装的 NPN 小信号晶体管，型号是 FMMT591TA PNP 型晶体管。电路中 VT_{26}、VT_{25}选用 40V、0.2A、用 SOT-23 封装的 MMBT3904LT1G NPN 型晶体管，VT_{27}选用 80V、0.5A 采用 SOT-89 封装的 BST52TA NPN 型晶体管。

3.5 桥式变换电路

在应用中，需要输出大电流低电压的地方很多，桥式变换电路能满足市场的需要。这种变换电路具有一般变换电路没有的优点，主要有：变压器绕制比较简单，一次绕组通过正反电压交变得到正反向磁通，二次侧采用全波整流或采用同步整流，得到输出纹波电流很低的优质电能，而变压器磁心磁损低，磁耦合强度高。这样，它的效率和功率密度得到很大提高。另外功率开关管的最大反向电压都不会超过变压器所提供的一次电压，对于变压器所产生的漏感，不必要设计吸收电路，简化了电路结构。

3.5.1 UC3525B 的电路特点及其应用

1）采用倍流同步整流。减少输出纹波电流而不增大滤波电容量，是一般全波整流很难达到的。当输出低电压、大电流 5V/20A，传统整流输出电路更是困难，这是因为在大电流通过滤波电感时，漏感增大，电感的储能容量加大，感抗加大，损耗增加，体积增大。而采用同步整流，二次侧只需一个绕组，中间采用抽头方式，损耗相对较小。

2）输入电压范围大，输出电压稳定，电路转换效率高。输入电压从 DC24～80V，可扩展到 100V，在转换过程中，由于采用了桥式整流方式，电压运行在 360°之中，反激能量充分利用，电压导通角在桥路四边，不存在死角，而且每边都是 MOSFET，每只管子电压应力小，这样对输入电压范围有了扩展空间。

3）动态响应快，信号瞬态反应灵敏。所谓动态响应是电源受到外界变量影响时，如负载变化、输入电压变化、温湿度变化，电源反映调整控制快，及时地将各种影响变量化为控制调节常量，对超越设计限量的，作出各种响应，保证电路元器件安全运行，延长电源使用寿命。

4）UC3525B 桥式变换电路具有遥控功能。遥控功能的开关电源，不但适用民用，如遥控家用电视机、洗衣机、空调、电动汽车等电器电源，还可用于军事，通信，飞机航模电源等，使用面大、产品前景广阔。

3.5.2　UC3525B 电路的工作原理

电路由直流输入滤波电路、全桥 DC/DC 转换电路、二次输出倍流同步整流电路、反馈检测控制电路、V_{CC}IC 供电电路、输入欠电压、过电压保护电路，输出过电流、过载保护电路等组成，如图 3-21 所示。

（1）直流输入滤波电路

由 C_1、C_2、L_1 组成 π 形滤波，它的功能是阻止电源内部所产生的低频噪声干扰信号通过输入电路向外界传输，也阻止电源内的电磁干扰信号转入向空中发射。同时，该电路抑制外界各种电磁噪声，通过输入线传导到电路。对于大电流、低电压的开关电源极为重要。

（2）DC/DC 全桥转换和倍流同步整流电路

主变换电路采用全桥拓扑，倍流同步整流方式。UC3525B 是转换电路主控制芯片，它的控制方式是脉冲调宽电压方式。二次侧输出，采用同步整流驱动倍流方式。

电路接通电源后，$VT_1 \sim VT_4$ 场效应晶体管都处在关断状态，四只晶体管的控制占空比均相等，四只管子的基极驱动电流与集电极电流，在一定比例流通，这是起始均流状态，是均流技术在 UC3525B 电路上的应用。在稳定条件下，受 L_1 所储存的电流的影响，开始倍流同步整流变换模式，其工作过程如下：

1）$t_0 \sim t_1$ 时间：VT_1 导通，变压器一次电压 V_P 为 $\frac{1}{2}V_{in}$，这时 VT_2 关断，它的漏—源电压（V_{DS2}）钳位到输入电压，$V_{DS2} = V_{in}$，变压器二次侧为高电压，同步开关管 VT_5 导通，负载电流等于 L_2、L_3 两只电感电流之和，这时间 L_2 上的电流是增加的，L_3 上的电流是减小的，它们的纹波电流相互抵消。

2）$t_1 \sim t_2$ 时间：VT_1 截止，变压器一次漏感 L_{PD} 存在一次电流 I_P 以原来方向流动。此时 VT_1 的漏—源结电容充电，同时 C_2、L_{PD} 对 VT_2 的结电容放电，最后 VT_1、VT_2 的漏—源电压等于输入电压一半，这时变压器二次电压为零。

3）$t_2 \sim t_3$ 时间：VT_2 导通，VT_1 处于截止。变压器一次电压 V_P 为 $\frac{1}{2}V_{in}$，这时，它的漏—源极电压（V_{DS1}）钳位到输入电压 $V_{DS1} = V_{in}$，变压器二次侧为高电压，同步开关管 VT_6 导通，电感电流 L_3 增大，L_2 减小，负载上的电流是两只电感电流之差，这时负载上的纹波电流是增加的。

4）$t_3 \sim t_4$ 时间：VT_2 截止，VT_1 也截止，这时变压器有电能存储作用，电能分别对 VT_2、VT_1 的漏—源结电容进行充电和放电，变压器一次、二次电压都为零，二次侧的两只同步整流 MOSFET 被触发导通，两只电感电流不断减小，负载输出电流为最小。经过了 $t_0 \sim t_4$ 四个周期后，循环下一个周期。

（3）V_{CC}IC 供电与欠电压、过电压、过电流保护电路

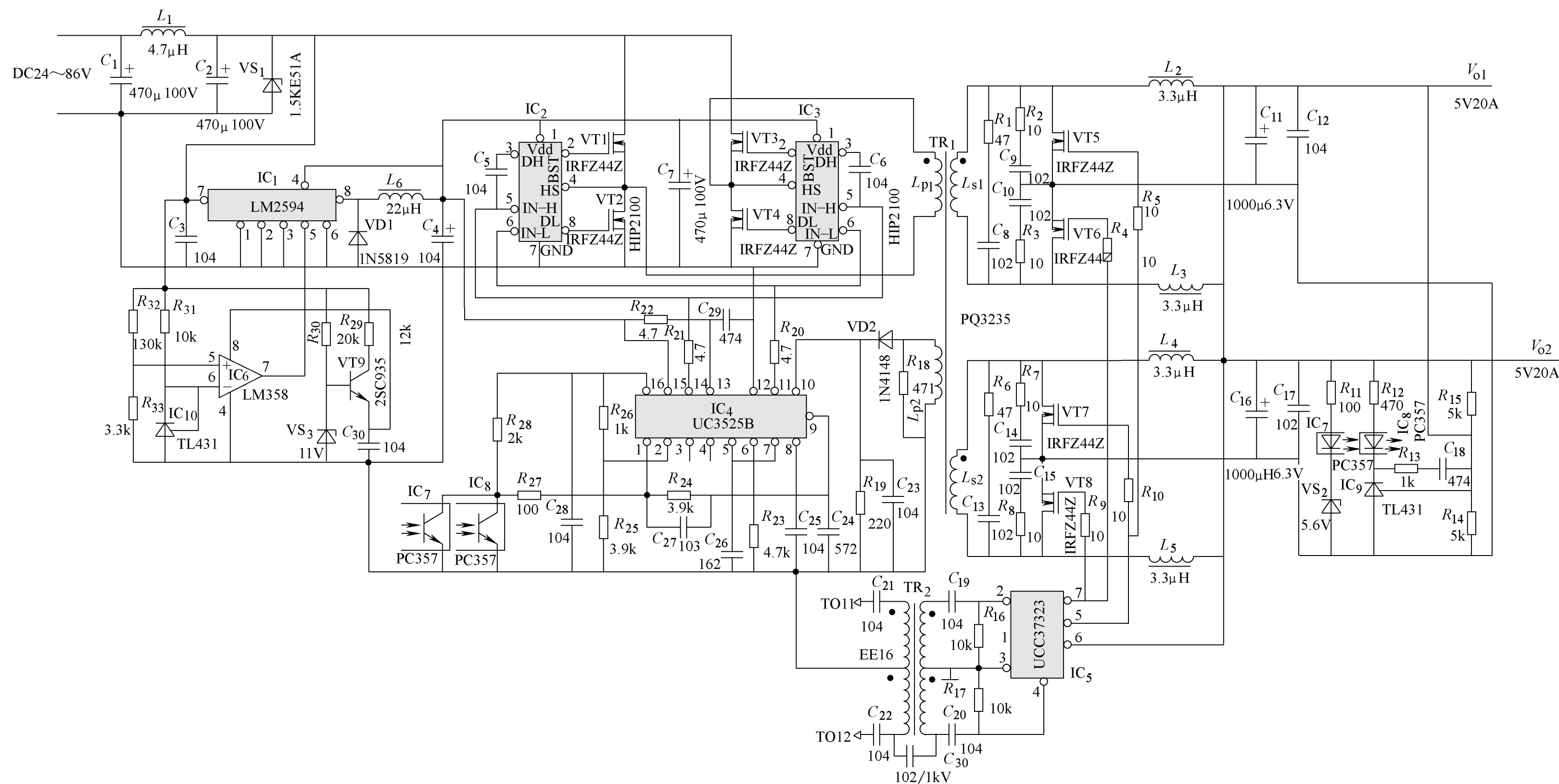


图 3-21　桥式变换电路原理图

电路如应用到汽车电源，DC24V 电源向汽车提供驱动电能，为了保护电源的使用寿命，电能转换器必须具有欠电压、过电压和过电流保护系统，实现这些保护可通过 V_{CC}电压控制和 SG3535A 电流引脚检测来完成。

IC_1、VD_1、L_6、C_4 组成高压开关同步降压电路向 IC_2、IC_3 及 IC_4 提供电能。IC_1 的型号是 LM2594，工作频率为 150kHz。它的 5 脚是开/关控制端，当控制电压小于 1.3V 时，IC_1 工作正常；当控制电压大于 1.3V 时，IC_1 工作停止，这是实施欠电压、过电压保护的识别点。IC_{10}，R_{31} ~ R_{33}为判别电路，TL431 的基准电压为 2.5V，R_{32}、R_{33}对输入电压分压，分压电压加到 IC_6 的 5 脚，当输入电压小于 20V 时 VT_9 截止，IC_6 因无电压工作停止，IC_1 的 5 脚因无输入信号也停止工作，起到欠电压保护作用。当输入电压大于 85V 时 TL431 反向导通接地，将输入电压短路，起到过电压保护作用。

L_{P2}、R_{18}、R_{19}、VD_2、C_{23}组成电流检测过电流保护电路。电路发生过电流或短路时，变压器 L_{P2}感应电压上升，经 VD_2、C_{23}整流滤波后，直流电压加到 IC_4 的 10 脚，该脚依据电压高低，调整控制 11 脚的输出，从而控制 IC_2、IC_3 的高端输入（1N-H）的状态，达到过电流保护的目的。

（4）同步整流工作方式

倍流同步整流的工作原理前面已讲，它的工作方式有倍压整流和倍流整流之分。所谓倍流整流是二次输出整流电流与上、下端电感电流相加。脉冲变压器 TR_2、IC_5、C_{19} ~ C_{22}组成同步整流驱动电路，输出脉冲送到 IC_4 的 11 脚、2 脚，脉冲变压器 TR_2 同时向 IC_5 的 2 脚、3 脚输出驱动信号。R_{16}、R_{17}是信号限幅电阻。IC_5 的 6 脚的工作电压直接从 V_{o1}、V_{o2}取得。5 脚和 7 脚是 IC_5 的同步驱动信号，直接驱动 VT_5 ~ VT_8 的栅极。

（5）反馈检测控制电路

控制电路由电阻 R_{11} ~ R_{15}、电容 C_{18}、IC_7、IC_8、IC_9 以及 VS_2 等组成。电路通电后在运行过程中稳定 V_{o1}、V_{o2}的输出电压，并起着过电压保护的目的。

3.5.3　桥式变换电路变压器设计

桥式变换电路变压器设计相对来说比较容易一些。它没有反馈绕组，只有一个输出回路。为了减小磁化电流，变压器的一次绕组的匝数最好多一点，电感量大一点。选择高磁导率合金材料的磁心是合适的，而且磁心不需带气隙。具体的设计步骤如下：

1）选择磁心型号。根据输出功率、效率求输入功率、工作频率以及图 3-22 确定磁心型号，条件是自然冷却。

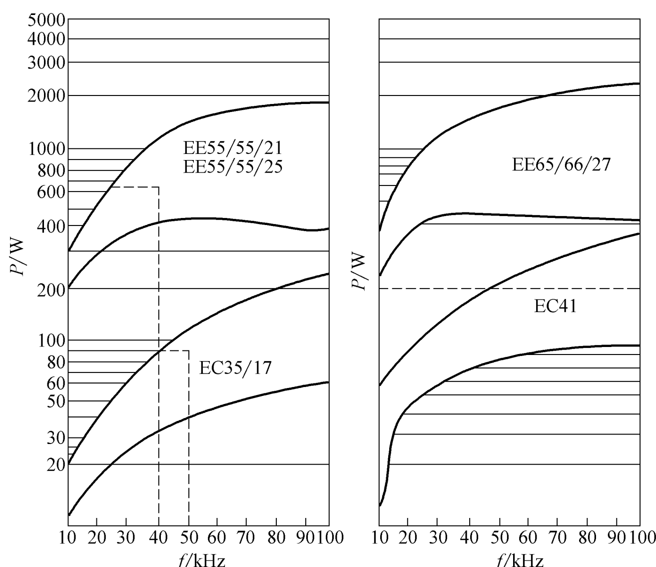


图 3-22　推挽式、桥式工作磁心选择图

2）选择最佳磁感应强度。对于推挽式变换电路，可利用整个 *B*—*H* 曲线，如果选择大的磁感应强度 B_W，则一次绕组匝数可以减少，铜损也小，但铁损却

增大。变压器的设计是围绕着效率高、铜损等于铁损这个基本原则进行的。图 3-23 是 A16 铁氧体材料铁心的铁损、铜损和总损耗与磁感应强度的关系曲线。该曲线表明损耗是磁感应强度增量 ΔB 的函数。

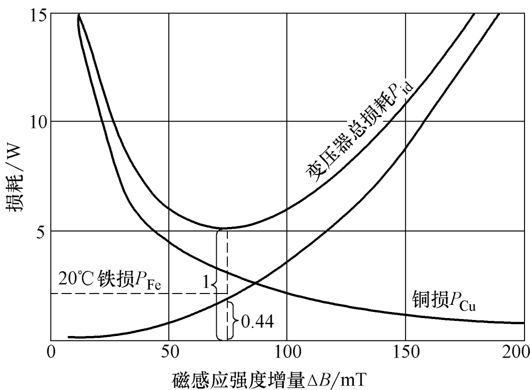


图 3-23　A16 铁氧体材料铁心的铜损、铁损和总损耗与磁感应强度的关系曲线

例题：设计一个以铁氧体为磁心的桥式变电路变压器，输入电压为 86 ~ 265V（AC，50Hz），工作频率为 40kHz，输出电压、电流为 V_o = 5V，I_o = 100A，效率为 80%。

（1）输入功率的计算

$$P_1 = \frac{P_o}{\eta} = \frac{500}{0.8}\text{W} = 625\text{W}$$

根据图 3-22 选定 A16 铁氧体材料 EE55/55/21，磁心有效截面积 $A_e = 354\text{mm}^2$（见表 3-2）。因使用 EE55/55/21 的磁心，生产厂家推荐的磁感应强度峰值 $\hat{B}$ 在 40kHz 时为 100mT（见图 3-24），则感应密度增量 $\Delta B = 200\text{mT} = 0.2\text{T}$。

（2）最低一次直流电压的计算

输入电压波动 ±10%，则最低一次直流电压为

$$V_{1\min} = 86\text{V} - 86 \times 0.1\text{V} = 77.4\text{V}$$

$$V_P = V_{1\min}\sqrt{2} \approx 77.4\text{V} \times 1.414 \approx 109.44\text{V}$$

表 3-2　3C8 磁性材料的磁心特性表

技术参数 / 磁心型号	磁心中心柱面积(最小值) A_{cp}/mm^2	磁心有效面积 A_c/mm^2	磁心和气隙有效体积 $V_c/\text{mm}^3 \times 10^3$	磁路长度 L_c/mm	热阻(最小值) R_{th}/(℃/W)	热阻(最大值) $R_{th(z)}$ /(℃/W)	重量 /g
EC20/20/5	23.5	31.2	1.34	42.8	35.4	—	7.2
EC25/25/7	52.0	55.0	3.16	57.5	30.0	—	16
EC30/30/7	46.0	59.7	4.00	66.9	23.4	—	22
EC35/17/10	66.5	84.3	6.53	77.4	17.4	20.0	36
EC41/19/12	100	121	10.8	89.3	15.5	17.0	52
EC42/42/15	172	182	17.6	97.0	10.4	12.2	88
EC42/42/20	227	236	23.1	98.0	10.0	11.5	116
EC42/54/20	227	236	28.8	122	8.3	9.8	130
EC42/66/20	227	236	34.5	146	7.3	8.1	—
EC52/24/14	134	180	18.8	105	10.3	11.9	100
EC55/55/21	341	354	43.7	123	6.7	7.4	216
EC55/55/25	407	420	52.0	123	6.2	6.8	—
EC65/66/27	517	532	78.2	147	5.3	6.1	—
EC70/34/17	201	299	40.1	144	7.1	7.8	252

（续）

技术参数 / 磁心型号	磁心中心柱面积（最小值）A_{cp}/mm²	磁心有效面积 A_c/mm²	磁心和气隙有效体积 V_e/mm³ ×10³	磁路长度 L_c/mm	热阻（最小值）R_{th}/(℃/W)	热阻（最大值）$R_{th(z)}$/(℃/W)	重量 /g
UU15/22/6	30.0	30.0	1.44	48.0	33.3	—	—
UU20/32/7	52.2	56.0	3.80	68.0	24.2	—	—
UU25/40/13	100	100	8.60	86.0	15.7	—	—
UU30/50/16	157	157	17.4	111	10.2	—	—
UU64/79/20	289	290	61.0	210	5.4	6.2	—

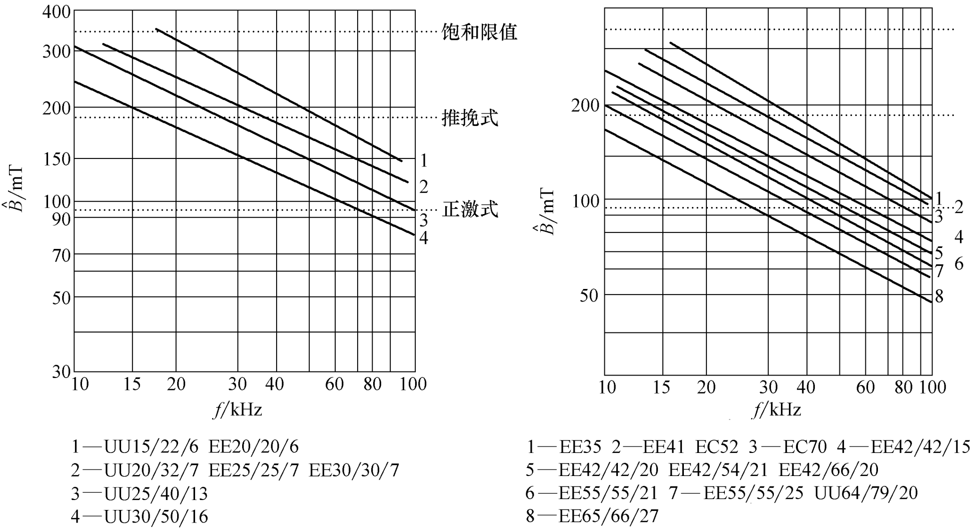


图 3-24　各种磁心磁感应强度峰值 $\hat{B}$ 与频率 f 的函数曲线

当占空比 D 为 0.5 时：

$$t_{on(max)} = 0.5 \times \frac{1\times10^6}{40000}\mu s = 12.5\mu s$$

一次绕组匝数为

$$N_P = \frac{V_P t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{109.44\times12.5}{0.2\times354}匝 \approx 19.32匝 = 19匝$$

（3）每伏匝数 n 的计算

$$n = \frac{109.44}{19}匝 = 5.76匝$$

设二极管管压降为 0.8V，整流滤波绕组压降为 1.2V，则二次绕组匝数为

$$N_S = \frac{5+0.8+1.2}{5.76}匝 \approx 1.22匝$$

这里取 2 匝。

（4）注意事项

首先注意伏秒值平衡问题：它与半桥式相似，由于两只晶体管的储存时间不同或是输出整流二极管正向电压不同，会引起变压器一次绕组所承受的正向或反向伏秒值不平衡，这种

不平衡会造成变压器在运行期间磁感应强度阶梯式趋向饱和。其次注意瞬时饱和效应。桥式变换电路一般是一对晶体管工作在饱和点附近，如果电源负载瞬时增加，控制电路则必须使脉冲加宽，这样才能补偿损耗和增加 L_1 的输出电流，其结果是磁铁心会出现单向饱和。这就是瞬时饱和效应，将使晶体管产生过电流。这时只有降低晶体管的放大倍数，才可使输出电压波动减小，适当地增加脉宽，有可能防止出现瞬时饱和效应。

3.6　推挽式变换电路

3.6.1　概述

变压器的一次侧带中心抽头，接到输入电源，其余两端接到开关管的高压端，这种电路一般称为推挽式电路。这种电路不太适合离线式变换电路。因为功率开关管的集电极电压两倍于电源供电电压 V_S，而且主变压器一次侧的利用率也不如半桥式、全桥式那样高，输出电压随输入电压和负载的变化而变化。但是，低输入电压（如 48V）时，推挽式电路比半桥式或全桥式优越，任何时候最多只有一个开关器件工作，而且还是工作在低压下。对于输出相同的功率，开关损耗小多了。所以低压输入的大功率变换电路（500W 以上）都是采用推挽变换技术。为了使输出电压稳定和保持软启动控制的特点，多数采用占空比控制方式。这种控制方式将会出现一个死区时间，在这个死区时间内两只开关晶体管都处于关断阶段，输出电流经扼流圈有一个保持续流的电流，续流经二次绕组和两只整流二极管再输出到负载。如果输出到扼流圈上的电流超过了折算磁化电流，则两只输出整流二极管在截止稳定阶段几乎同时导通，也具有相同的正向压降，所以二次绕组的电压为零。在这个阶段，铁心的磁感应强度不变，也就是铁心的磁感应强度不会下降到零状态。这是推挽式变换电路的一个重要特性。

3.6.2　UC3825 的电路特点

UC3825 是 PWM 集成控制器中常见的一种，芯片内部设置有 1MHz 以上的工作频率所必需的速度跟踪要求，其原因是芯片内部具有所谓“关键速度通道”的理论，这对实现高速 PWM 控制有着直接影响。UC3825 的“关键速度通道”参数与常见控制器相比有数量级的提高。这是非常重要的，从根本上改善和提高了各单元高频参数特性。根据推挽式变换电路的特点，输出电压随输入电压和负载的变化而变化，只有在低输入电压（如 48V）下，推挽式变换电路的优越性才能显示出来，所以，本开关电源电路的输入电压范围是 42～56V。因为 UC3825 具有“关键速度通道”这一特性，所以它的工作频率高达 1.5MHz，这为实现开关电源小型化、模块化提供了条件。由 UC3825 组合制成的开关电源外围元器件较少，变压器没有负反馈绕组，也没有由精密稳压器组成的光耦合控制电路，但是它的纹波电压只有 75mV，负载调整率低于 0.2%，这非常符合 IEC 标准的规定。UC3825 的内部结构如图 3-25 所示。UC3825 由振荡器、脉宽调制（PWM）比较器、误差放大器、限流比较器、关键比较器、欠电压比较器以及基准电压发生器等电路组成。其中，“关键速度通道”是由片内的 PWM 比较器、前端限流比较器、PWM 选通电路及相应的内部逻辑电路和输出级电路组成的信号传递通道。任何故障出现时，该通道内的各个电路信号反复进行检测、比较，如果某一信号不正常，经电路比较后，将把“越轨”信号“消化”掉。该通道内各个电路信号传输

速度的快慢对整个电源系统的设计来说至关重要，“关键速度通道”的名字和它的意义即在于此。UC3825 的 5 脚和 6 脚外接电阻、电容，决定该电源的工作频率。1 脚是误差放大器的同相输入端，9 脚是限流比较器的电流检测输入端，当出现过电流或电流超值时，进行限流或者关闭脉宽输出通道。15 脚或 13 脚是 UC3825 的供电电源端，也是欠电压时的输出禁止端。11 脚和 14 脚是调制脉冲输出端，10 脚和 12 脚是接地端。片内结构严谨，设计自然流畅。

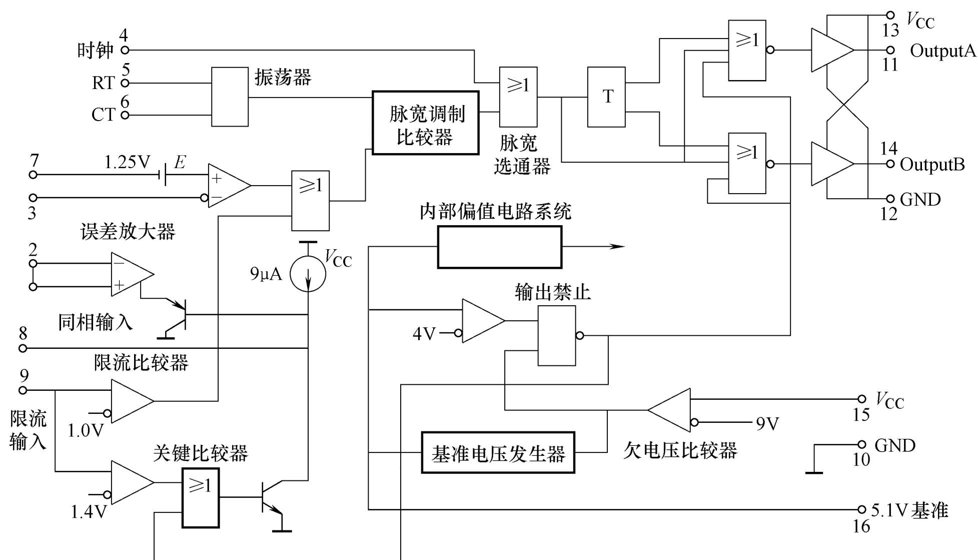


图 3-25　UC3825 的内部结构

3. 6. 3　UC3825 电路的工作原理与应用

如图 3-26 所示，48V 直流电压经 R_4 降压向 IC_1 的 13、15 脚提供 15V 的直流电压，同时 IC_1 的 4 脚也从电源中获得了电力，使片内振荡器起振。起振了的频率与误差放大器的信号进行脉冲调制、选通及内部逻辑处理，然后由输出级输出一可控制的脉宽调制信号并从 11 脚和 14 脚传输出去。调制脉冲经开关晶体管 VT_1 和 VT_2 放大后驱动高频变压器。由于驱动电路的作用，两只功率开关管 VT_1、VT_2 交替导通。当 VT_1 导通时，电源电压将加在 N_{1a} 上。在图 3-26 中，所有带“•”号端为正。VT_2 的漏极通过变压耦合作用承受 2 倍的供电电压。二次绕组 S_{1a}的上端为正，电源经 VD_6 整流以及 L_1、L_2、C_{16}、C_{17}复式滤波后输出一直流电压。当 VT_1 关断时，由于二次侧电能的储存和漏感的原因，VT_1 的漏极电压将升高，通过变压器 N_{1a}、N_{1b}的耦合，VT_2 的漏极电压下降。当电压低于 0V 时，二极管 VD_3 导通，把电能反馈到电源中去，同时整流二极管 VD_7 将能量输送出去。图中 VD_4、VD_5 是超快速恢复二极管，一方面使电路加速翻转，另一面对开关功率管进行钳位保护。C_{12}、R_{14}、R_{15}及 C_{13}、R_{16}、R_{17}分别是变压器一次侧的吸收网络。R_{11}、R_{12}是开关功率管的电压负反馈电阻，用于检测开关电路的工作状况，起着过电流保护作用。R_3、C_4 是工频振荡元件，C_{14}、R_{18}及 C_{15}、R_{19}是两只整流二极管的吸收回路，分别吸收高频变压器由于二次漏感而产生的尖峰脉冲，同时对输出纹波电压起至抑制和平滑滤波作用。

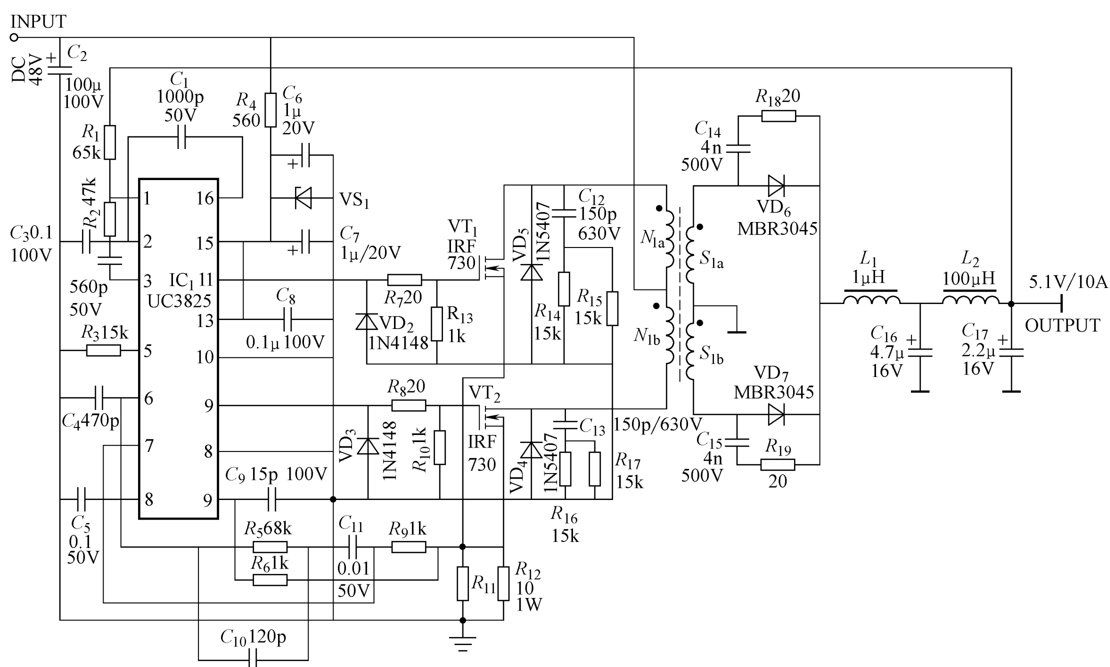


图 3-26　UC3825 的应用电路

3.6.4　推挽式高频变压器设计

1. 设计步骤

CW3524 推挽式变压器可根据温升限定和最佳效率来设计，具体步骤如下。

（1）根据输出功率选择合适的铁心型号

铁心的有效功率额定值由允许温升、占空比、绕组设计、导线类型、绝缘要求以及绕组组成等因素确定。可见，同一型号的铁心由于各种因素的影响不同，容许功率范围可能不同，如图 3-22 所示。

（2）了解铁心特性，确定热阻值

由于推挽式变换电路适合低电压输入，如电信通信电源采用 48V 输入的 DC/DC 变换方式，电压应力较小，爬电距离余量可达 2mm。变压器利用真空浸渍，以消除线间空隙以及绕组与骨架结构松动，这样有较好的传热特性和导磁能力。

（3）已知温升和热阻值，求出变压器的总损耗值

一般公式如下：

$$P_{id} = \frac{\Delta T}{R_{th}}$$

式中，P_{id} 为变压器内部耗散总功率（W）；ΔT 为相对于环境的温升（℃）；R_{th} 为热阻(℃/W)。

对于最佳效率，变压器耗散总功率（见图 3-23）$P_{id} = P_{Cu} + P_{Fe}$，即耗散总功率包括铜损加铁损之和。$P_{Cu} = 0.44P_{id}$，$P_{Fe} = 0.56P_{id}$。

（4）计算磁感应强度的增量

有两种方法，一是从图 3-27 可知，由铁损 P_{Fe}、工作频率和温度就可以知道磁感应强度的峰值，这是常用的可行方法；二是从图 3-22 所示曲线可知铁损 P_{Fe} 和工作频率，由表 3-2

可知磁心有效截面积 A_e，按以下公式求出磁感应强度增量 ΔB 值。

$$\Delta B = \frac{\Phi}{A_e}$$

式中，ΔB 为磁感应强度增量（mT）；Φ 为磁通（μWb）；A_e 为铁心有效截面积（mm^2）。

（5）计算二次绕组匝数

首先要确定二次电压 V_S'。V_S'由三部分组成。对于大电流、低电压输出的变换电路，考虑电压 V_S 降低时仍然有正常的电压 V_o 输出，因此输出电压应定为 $1.1V_o$。输出电压 V_o 是经整流二极管、导线、变压器一次绕组得到的，这两种电压降设为 V_L。由于变压器二次漏感的原因，有效导通时间不可能达到 50% 工作周期，即在每半周二次电流从建立到满值都要经过延时，占空比要小于 0.5，一般设为 0.46，两管为 0.92，相当于二次电压需再提高 $(t_{on}' + t_{off}')/t_{on}'$（$t_{on}'$为两管导通占空比之和）。因此，二次电压 V_S'按下式计算：

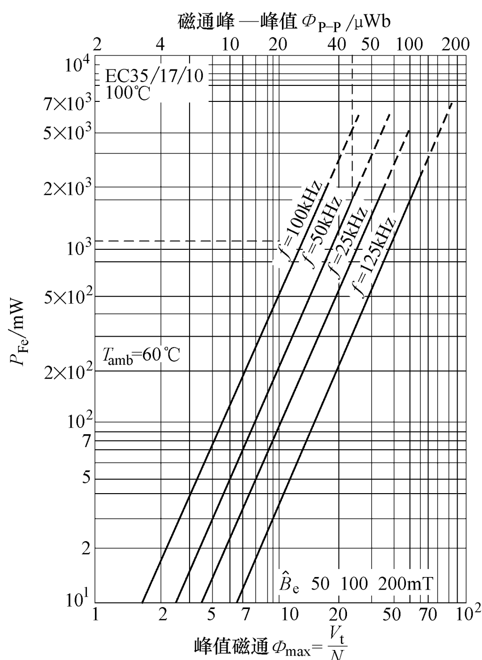


图 3-27　磁心磁滞—涡流损耗与磁通 Φ 的函数关系

$$V_S' = (1.1V_o + V_L)\frac{t_{on}' + t_{off}'}{t_{on}'} = (1.1V_o + V_L) \times \frac{100}{92} \approx (1.1V_o + V_L) \times 1.08$$

每伏最佳匝数为

$$\frac{N}{V} = \frac{t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{t_{on}}{\Phi}$$

式中，t_{on}为导通时间，占空比按 0.46 计算；ΔB 为磁感应强度增量。

最后计算二次绕组匝数：

$$N_S = V_S'\frac{N}{V}$$

计算一次绕组匝数：

$$N_P = V_{Smin}\frac{N}{V}$$

式中，N_P 为一次绕组匝数；V_{Smin}为最低输入电压；$\frac{N}{V}$为变压器每伏最佳匝数。

对于大电流输出，二次侧通常用薄铜板（条）绕制，一次侧由多股平行高强度漆包线绕制。为了减小漏感，集肤效应及邻近效应也应尽量减小，以得到最佳交流电阻与直流电阻的比率。导线截面积间的空隙、铜板的厚薄都要特别加以注意。绕组布置，即每层的匝数和各绕组的安置对漏感（或漏磁通）和最低邻近效应都会产生很大影响。有关导线粗细的选用和集肤效应的影响，见图 3-28。总之，低压、大电流、大功率变换电路设计完成后，还要注重实际调整工作。调整的快慢全靠的是经验，不能以设计的各项参数为基准，更不能万事大吉了，因为有很多模糊的不确定因素，例如绕制工艺、浸渍、通风、调节、PCB 的设计的影响等都无法预先设定。

2. 设计实例

设变压器的输入电压为 −48V，波动范围为 +20% ~ −15%，工作频率为 40kHz，输出

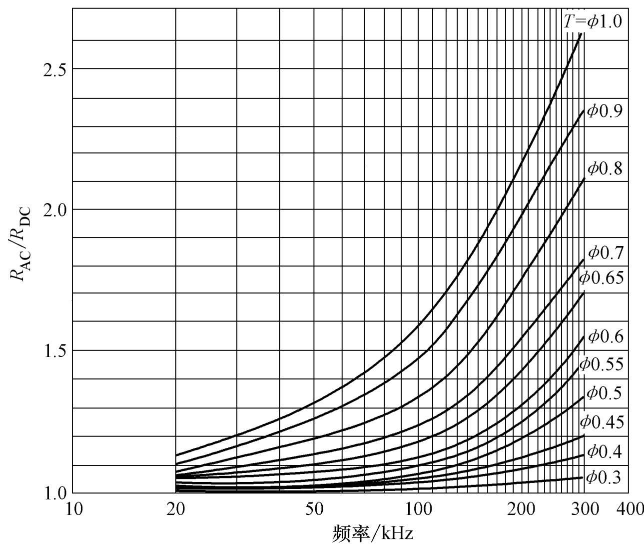


图 3-28　漆包线的集肤效应

电压为 −24V，电流为 3A，环境温度为 0 ~ 55℃，允许温升为 40℃，效率为 80%。

计算输出功率 P_o 为

$$P_o = V_o I_o = 24\text{V} \times 3\text{A} = 72\text{W}$$

输入功率 P_i 为

$$P_i = \frac{P_o}{\mu} = \frac{72}{0.8}\text{W} = 90\text{W}$$

根据工作频率为 50kHz 和 $P_i = 90\text{W}$，由图 3-22 选择 EC35/17。查表 3-2 可知，磁心有效截面积为 84.3mm^2，允许功率范围是 60 ~ 150W。考虑低压输入/输出、变压器真空浸渍以及有较好的传热特点，热阻值范围为 17.4 ~ 20℃/W，选取低值 $R_{th} = 18℃/\text{W}$。依照前面介绍的公式 $P_{id} = \Delta T/R_{th}$，ΔT 取 50℃，则

$$P_{id} = \frac{50}{18}\text{W} \approx 2.8\text{W}$$

其中

$$P_{Fe} = 0.44 \times 2.8\text{W} \approx 1.23\text{W}$$

$$P_{Cu} = 0.56 \times 2.8\text{W} \approx 1.57\text{W}$$

由 $P_{Fe} = 1.23\text{W}$，$f = 50\text{kHz}$ 以及图 3-27 可确定 $\Phi_{P\text{-}P} = 40\mu\text{Wb}$。查表 3-2，$A_e = 84.3\text{mm}^2$，则

$$\Delta B = \frac{\Phi_{p\text{-}p}}{A_e} = \frac{40 \times 10^3}{84.3}\text{mT} \approx 474\text{mT}$$

现设定工作频率为 50kHz，占空比 $D = 0.5$，则导通时间 $t_{on} = DT = \frac{D}{f} = \frac{0.5 \times 10^6}{50 \times 10^3}\mu\text{s} = 10.0\mu\text{s}$

$$\frac{N}{V} = \frac{t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{10}{0.474 \times 84.3}\text{匝/V} \approx 0.25\text{匝/V}$$

$$V'_S = 1.08(1.1V_o + V_L) = (1.1 \times 24 + 1.2) \times 1.08\text{V} = 27.6 \times 1.08\text{V} \approx 29.8\text{V}$$

$$N_S = V'_S \frac{N}{V} = 29.8 \times 0.25\text{匝} \approx 7.45\text{匝} \approx 8\text{匝}$$

$$V_{Smin} = 48\text{V} - 48 \times 0.125\text{V} = 42\text{V}$$

$$N_{\mathrm{P}} = V_{\mathrm{Smin}}\frac{N}{V} = 42 \times 0.25\text{匝} \approx 10.5\text{匝} \approx 11\text{匝}$$

从上述计算结果看，推挽式变换电路的变压器绕制与其他方式变换电路的变压器绕制有所不同。首先是它的电源输入电压低，这样变压器的绝缘强度和安全距离不是考虑的主要问题。其次是变压器一次绕组的匝数少，输出的功率比较大，而磁心的窗口面积又很大，搞不好整个变压器的线包所占用的空间还不到窗口面积的一半，这对磁心的利用是一个很大的浪费。而且变压器本身的损耗很大，磁辐射也大，磁耦合能力降低，这时变压器应采用多股高强度漆包线并绕，它的二次侧宜采用铜条或多股漆包线绕制，这可以减小变压器的峰值电压和一次侧、二次侧间的漏感，增加导磁能力，有利于提高变压器的效率，同时变压器窗口得到充分利用。

第4章　新型开关电源的设计与应用

开关电源主要由主电路和控制电路两大部分组成。主电路在开关电源里面是主要部件，起着主导作用，它的任务是将交流电网的电能转换成可控制的并能传递给负载电路的能量。控制电路是按输入、输出的条件检测、控制主电路的工作状态的电路。将控制电路集成化，即称其为开关电源集成控制器。

开关电源集成控制器除控制主电路把交流电压转换成符合设计要求的高频方波脉冲电压外，还要执行电压调整、电流检测、机温监视、电路运行状况检测以及各种保护功能，所有参数在电源运行过程中都不能超越正常值。这就是控制器的目的。目前，市场上所销售的开关电源控制器一般都是脉宽调制型和脉频调制型，它们各有优缺点。

4.1　绿色开关电源

所谓绿色电源就是环保电源，即低谐波含量、高功率因数、高效率、无污染（电磁辐射）的电源。从电工学原理知道，任何一个非正弦周期信号都是由不同频率的正弦波组成的，这些不同频率的正弦成分则被称为谐波含量。由桥式整流、电容滤波电路处理后的电源输入端电流不再呈正弦波形状，而是为辐射值很高的不连续的尖峰脉冲，它的基波成分很少，而高次谐波非常丰富，谐波总含量很大。如果开关电源的谐波含量很高，千家万户密集使用，所产生的谐波电流将对供电系统造成严重的污染，影响到整个电力系统的电气环境。过量的电流谐波会使发电机和电动机发热，功率损耗加大；会使变压器烧毁；会使计算机产生干扰造成误动作；会对计量检测仪器引入大的误差，停止正常工作……所以必须严格限制电流谐波含量。是从保证电力系统的安全经济运行，还是从保护用电设备以及人身安全来看，都必须使用低谐波含量、高功率因数的开关电源，这对市场、对用户来说都是十分必要的。

4.1.1　采用具有ZVS高转换效率UCC28600的绿色开关电源

1. UCC28600电路特点

UCC28600电路具有零电压开关（ZVS）转换的由UCC28600集成块转换控制的电子电路，其电能管理、电压控制模式以及保护方式，都具有它的现代特色，与L6562组合，实现零电压开关、准谐振工作模式、高效率转换，满足全球范围所期望的低能耗、高功率因素、高效率、低成本的需求。

UCC28600根据负载条件和电路电压具有多种模式控制形式，如果UCC28600在电流模式下工作，而开关电源的功率驱动开关管就要受到因功率所必需的电流的限制，在一般情况下，反馈电压控制着UCC28600的工作模式，在正常的额定负载工作条件下，UCC28600控制转换模式包括有：准谐振模式（Quasi-Resonant Converter，QRC）或断续工作模式（Discontinuity Corre Mode，DCM），DCM模式开关电源的最大工作频率只能达到130kHz，所以负载转换有限；频率反馈模式（Frequency Feedback Mode，FFM）的开关电源的输出电流是恒

定连续的，输出电压控制调整着开关频率作用，因此，FFM 模式能使变压器的每个开关周期缩短，二次电压恒定，这种模式为恒功率开关电源设计创造了条件。

UCC28600 的控制模式除了上述两种以外，还具有一种绿色模式，所谓绿色模式是电路的工作频率被钳制在 60kHz 内。当反馈电压在 2.0 ~ 1.5V 时，控制器控制着转换电路将剩余的电能转移到负载输出。绿色模式的最大特点是转换电路工作处于延迟控制，变压器的剩余电感（漏感）不是损耗电能而是得到充分利用，频率降低，输出脉冲减少，使开关工作损耗大为降低，在轻载时，电源效率增加，这是 UCC28600 主要特点。

先进的逻辑控制器和电源故障检测是 UCC28600 又一特点。故障检测用于电路过电压保护。发热元器件的高温（设定温度）保护和电路工作时的负载保护，还有因安装、运输、修理、温湿度环境使电源电路工作过程出现意外时，逻辑控制器则指令故障检测进行诊断并处理，如闪光报警、关断 UCC28600 工作状态、电路进入重新软启动。

L6562 在电路中起着有源功率因素校正、提升功率因素、降低输入交流电流总谐波含量（THD），能使电路在宽范围交流输入电压和一个大的负载范围提供很低的 THD 及高次谐波成分。由于 L6562 集成电路嵌入有 THD 优化功能和乘法器，使电路前置输入大为简化。另外，L6562 嵌有过电压检测与调整、使能控制与驱动。这样，整个系统工作在安全可靠、具有各种保护的状态下。集成块具有低于 70μA 的启动电流和低于 4mA 的工作电流，且含有截止的功能，因而特别适用于遥控开关控制，含有高技术、高价值的效能。L6562 是意法微电子公司采用双极型晶体管与 COMS 混合工艺制造的有源功率因数校正控制集成电路。图 4-1a 是UCC28600 的引脚排列，图 4-2a 是 L6562 的内部结构框图，图 4-2b 是引脚排列。

2. UCC28600 的工作原理

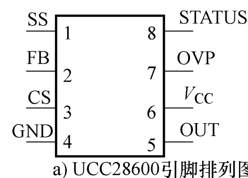
由 UCC28600 和 L6562 组成的高效率转换、多模式控制、高功率因素、准谐振驱动，集各种保护于一体的绿色开关电源，它的工作原理如图 4-1b。电路用于程控交换、DVD 以及信息化工程。工作原理如下：

1）输入电路

输入电路包括有低通滤波和一次整流。图中 C_1 ~ C_6 及 L_1、L_2 组成两级低通滤波，以滤除不同级别的 EMI，C_1 和 C_4 滤除串模干扰，C_2、C_3、C_5、C_6 及 L_1、L_2 滤除共模干扰，R_V 是压敏电阻、R_T 是热敏电阻，以稳定温度和输入电压波动给电源带来的影响，这种电路能将电磁干扰衰减约 80 ~ 100dB，是一种 EMI 最佳滤波效果电路。UR 和 C_7 是一次整流，完成正弦波交流变为脉动直流。

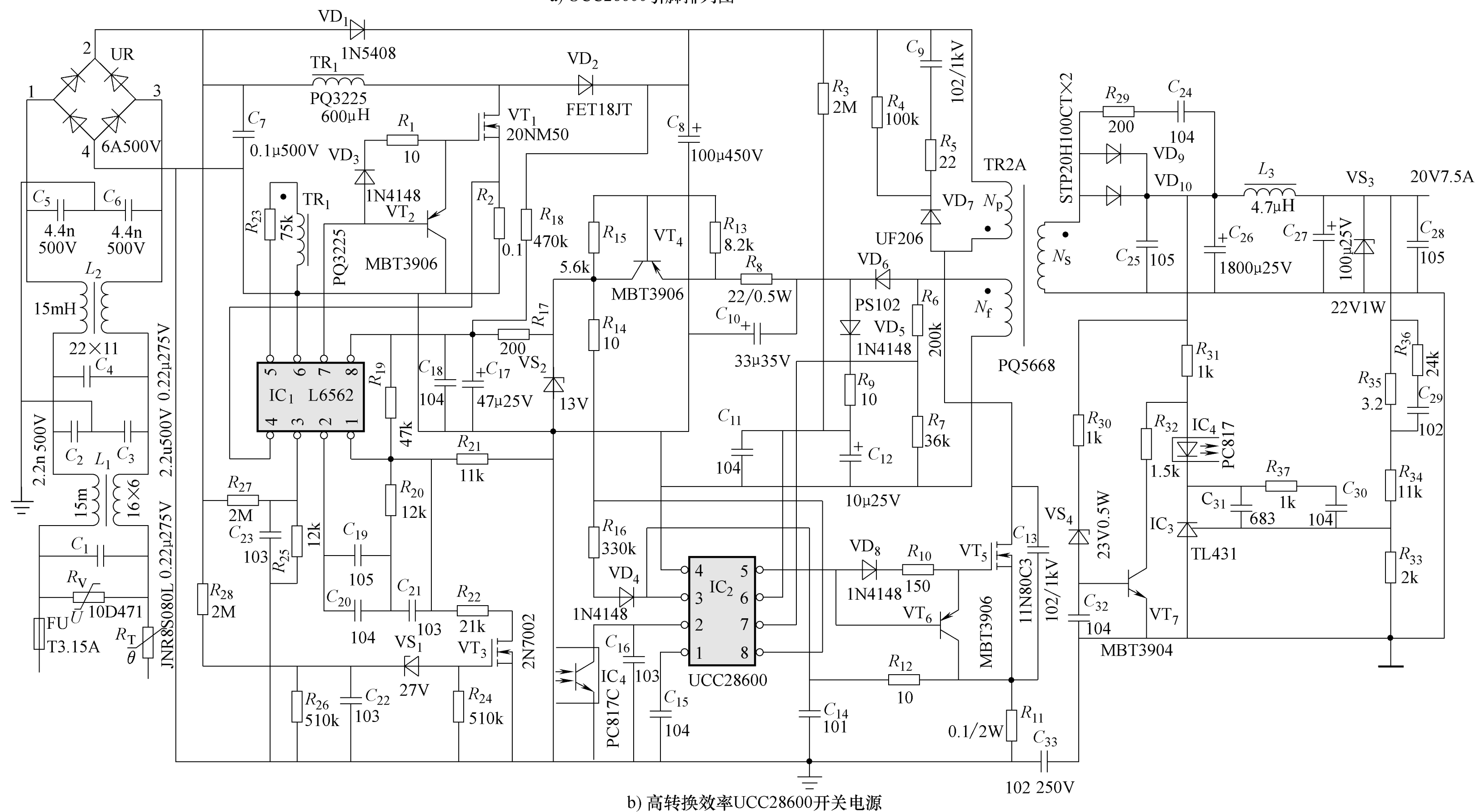
2）有源功率因数校正电路

APFC 电路主要由开关管 VT_1、升压变压器 TR_1、升压二极管 VD_1、滤波电容 C_8 以及 IC_1 等元器件组成。流经 TR_1 的脉动电流紧紧跟踪着输入电压按正弦波规律变化，使输出电流呈现正弦波，正弦波电流加到 VT_1 控制它的通断，将输入电流波形与脉动电压同相，降低总谐波含量，提高输入电源功率因素，实现有源功率因数校正。VD_2 是 APFC 电路电压的输出端，输出电压的高低由分压电阻 R_{27} 和 R_{25} 的分压系数决定，调整 R_{25}，便可调整输出电压。IC_1 的 7 脚是 PFC 信号输出，此信号触发 VT_1 的栅极，以控制 PFC 的转换过程，使 VT_1 的源极峰值电流控制在 600mA，吸收电流控制在 800mA 以内，IC_1 的驱动电压也钳制到 12V 左右，避免驱动电压升高而影响 IC_1 的供电电压。R_2 是反馈取压电阻。VT_1 电流流过取样电阻 R_2，使产生电压降，该电压与 IC_1 内部的正弦电压形成基准信号电压，与乘法器比较，以决定 VT_1 的关闭。R_{18}、R_{19} 及 R_{21} 是误差放大器信号输入端的分压电阻，此信号经 IC_1 内



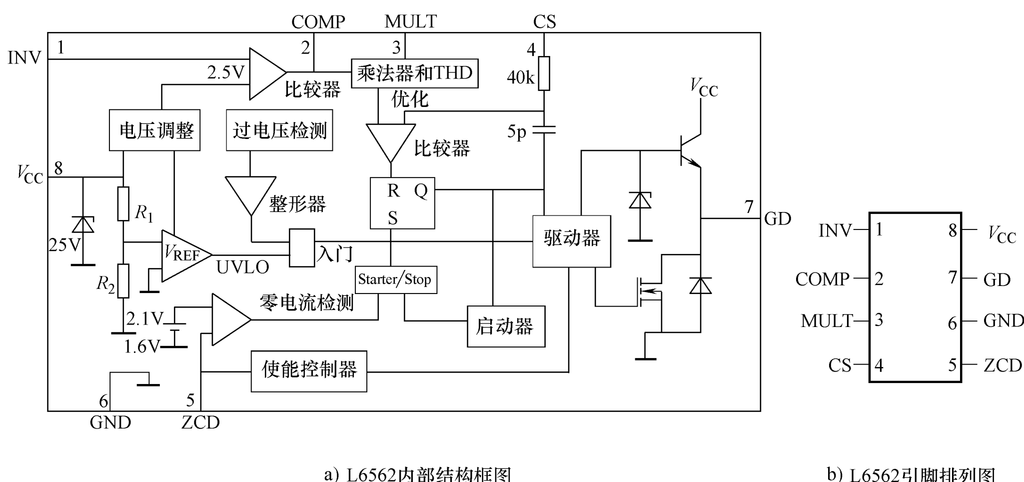
a) UCC28600引脚排列图

1—软启动可编程输入端　2—反馈输入端　3—电流检测输入端
4—GND　5—电流输出驱动端　6—V_{CC}　7—电压
检测信号端点　8—模式控制输出端



b) 高转换效率UCC28600开关电源

图 4-1　UCC28600 引脚图及其所组成的开关电源



a) L6562内部结构框图　　b) L6562引脚排列图

图 4-2　L6562 内部结构及引脚排列图

1—误差放大器输入端　2—误差放大器输出端　3—误差乘法器输入端　4—PWM 输入端

5—检测电压输入端　6—GND 端　7—栅极驱动输出端　8—V_{CC}电源

部比较器比较后，进行电压调整，并对输入电压进行检测，实施电压保护。R_{23}是电感电流检测电阻，根据电路检测电流的大小，通过 IC_1 使能控制，向 IC_2 提供多样控制模式。

3）L6562 的供电电路

该电路由 VD_5、VD_6、晶体管 VT_4，电解电容 C_{10}、C_{18}、稳压二极管 VS_2 等元器件组成。变压器 TR_2 的反馈绕组取得 18V 脉动电压，经 VD_6 单边整流后电解电容 C_{10}滤波，电阻 R_8 平波，再由 VT_4、R_{18}所形成的晶体管共基恒流源恒流，在 VS_2 的 13V 稳压后，向 IC_1 的 8 脚输出 13V 稳定直流工作电压。电路在启动瞬间，启动电压由分压电阻 R_{18}及 R_{19}、R_{20}组成，向 IC_1 的 V_{CC}提供，当 PFC 工作开始后，高频振荡变压开始振荡，TR_2 的反馈级很快产生电压，IC_1 从此获得到工作电压。

4）PWM 控制电路

脉宽调制（PWM）是该电路一大功能，具有准谐振绿色控制方式，有先进的节约能量特点，还有高水准的保护方式，为降低开关电源在轻载或无载时将 PWM 和频率调制（PFM）相结合进行调制创造了条件，充分发挥了两种调制的优点，使电路的控制水平得到极大的提升，为开发出优质高效电源创造了先例。它的工作原理是这样的：随着电源输入电压和负载的变化，引起 IC_4 发光二极管的亮度改变，经耦合，将使 IC_2 的信号反馈第 2 脚控制输入也发生变化，这种变化，将调制脉冲整形比较，经放大，形成 PWM 驱动信号，此信号控制 MOSFET 的占空比，经高频变压器频率转换，最终将稳定由输入电压和电源负载所引起的改变。光耦合器的脉冲信号电压，同时也控制着 IC_2 三种不同工作模式：准谐振模式（QRM）、频率反馈模式（FFM）和绿色模式（GM）。这三种工作模式使压控振荡器的工作频率限制在 40 ~ 130kHz 变化。这种频率既有利于电源电能的转换，同时也减轻了功率开关管和高频变压器的损耗。准谐振工作方式，使功率开关管处在零电压导通、零电流关断的工作状态，使得开关管损耗最低、谐波含量最小、电源转换效率最高，是现代电源变换普遍采用的一种最先进技术。图 4-5b 的 VS_4、VT_7 是为负反馈信号稳定工作点而设置的。C_{31}、C_{30}及 R_{37}决定误差放大器的频率，R_{35}、R_{36}及 C_{29}是改善和修正误差放大器的瞬态响应，R_{33}、

R_{34}及 R_{35}是决定输出电压定性电阻。二极管 VD_8、晶体管 VT_6 及电阻 R_{10}是提高功率管 VT_5 的开关速度而设置的保护电路。当功率管 MOSFET 关闭时，由功率管 MOSFET 的极间电容与高频变压器的漏感很容易产生谐振，这种谐振电压不但会损坏 MOSFET，而且还影响电路不能准确地进入准谐振工作方式，为了消除在 MOSFET 上的谐振，本电路采用了 R_4、C_9、R_5 及 VD_7 组成的 R^2CD 缓冲器。当振荡电压施加到处于截止的二极管 VD_7 时，这时缓冲电容 C_9 将电压电荷快速释放，从而抑制了振荡电压所产生的电负荷，保护了 MOSFET，提高了电路转换效率。

5）输入电压检测电路和输出电流检测电路

过电压保护是每个开关电源必须具有的技术功能，UCC28600 不但具有过电压、欠电压保持，还具有电路过电压、负载过电压和准谐振功能。由 R_{24}、R_{26}、R_{28}和稳压二极管 VS_1 及电容 C_{22}、VT_3 组成输入电压检测电路。由 R_{12}、R_{11}和场效应晶体管 VT_5 组成的电流检测电路。过电流、过载保护是由该电路来完成的。电容 C_{13}是场效应功率驱动晶体管的源—漏极间电荷放电电容，C_{14}是电路旁路电容，R_{11}是取样电阻，R_{12}是限流电阻。UCC28600 控制集成电路内置有多种保护功能，但是，外围的电路参量是完善和具有先进功能极为重要的设计，电量传递回路和信号控制回路要有严格的距离，电源地和输出地不能混在一起，高频变压器周围的元器件要紧靠变压器，引线越短越好。

4.1.2 采用先进的“三高一小”FAN4803 的绿色开关电源

FAN4803 具有“三高一小”的功能特点，所谓“三高一小”是高效率、高功率因数和高可靠性，电源的体积小。要满足这些性能要求，必须有可靠的制造工艺，容易采购的性能较好的元器件，同时还要有良好的电路拓扑。FAN4803 是一种启动电流和工作电流都很低的开关电源，它可用于功率因数校正和脉宽控制调节的开关电源，电路原理如图 4-3 所示。

1. FAN4803 电路特点

1）有先进的输入电流整形技术以及低电流启动，空载和待机时低电流运行。一般开关电源由于电路设计和印制电路板（PCB）的布局和走线等问题，电路输入电流脉冲往往呈现出带有“毛刺”异波形去触发功率开关管，开关管经放大去驱动高频振荡变压器，这样必然给变压器增加振荡电压的峰值和反馈漏流的利用，势必给电路造成电能传输不能连续，传输功率失衡，轻则加大了损耗，重则电路无法工作。本电路依据电路动态运行状况和输入输出参量的变化，实时地对输入电流脉冲进行整治，使每个输入电流脉冲形成完整有序地传递并成为真正的矩形波。电流整形技术与 FAN4803 的内部结构有关，见图 4-4。FAN4803 芯片内部设有误差放大器和电路外部的瞬态误差补偿，为电路提供低电流启动和低电流运行创造了有利条件。

2）平均电流进行功率因数校正控制是 FAN4803 又一个特点，它采用脉冲前沿调制，这种调制方式使 PFC 的直流输出电容器的脉动电流减到最小，使 PFC 控制电路的调制电容容量选用减小，而且容抗降低，对整个控制电路起到优化作用。

3）PFC 和 PWM 的双路均采用脉冲前沿调制和脉冲后沿调制，这种双路控制的优点只需要一个时钟控制脉冲，这样把开关管的瞬时“空载”的时间缩到最短，而使开关管在工作期间所产生的脉冲电压大大降低，也使得 PFC 的输出纹波电压减少，从本质上减少了 PFC 输出高压对电容器和整个电路的损耗，这就是所谓同步开关控制技术的优点。由于体积

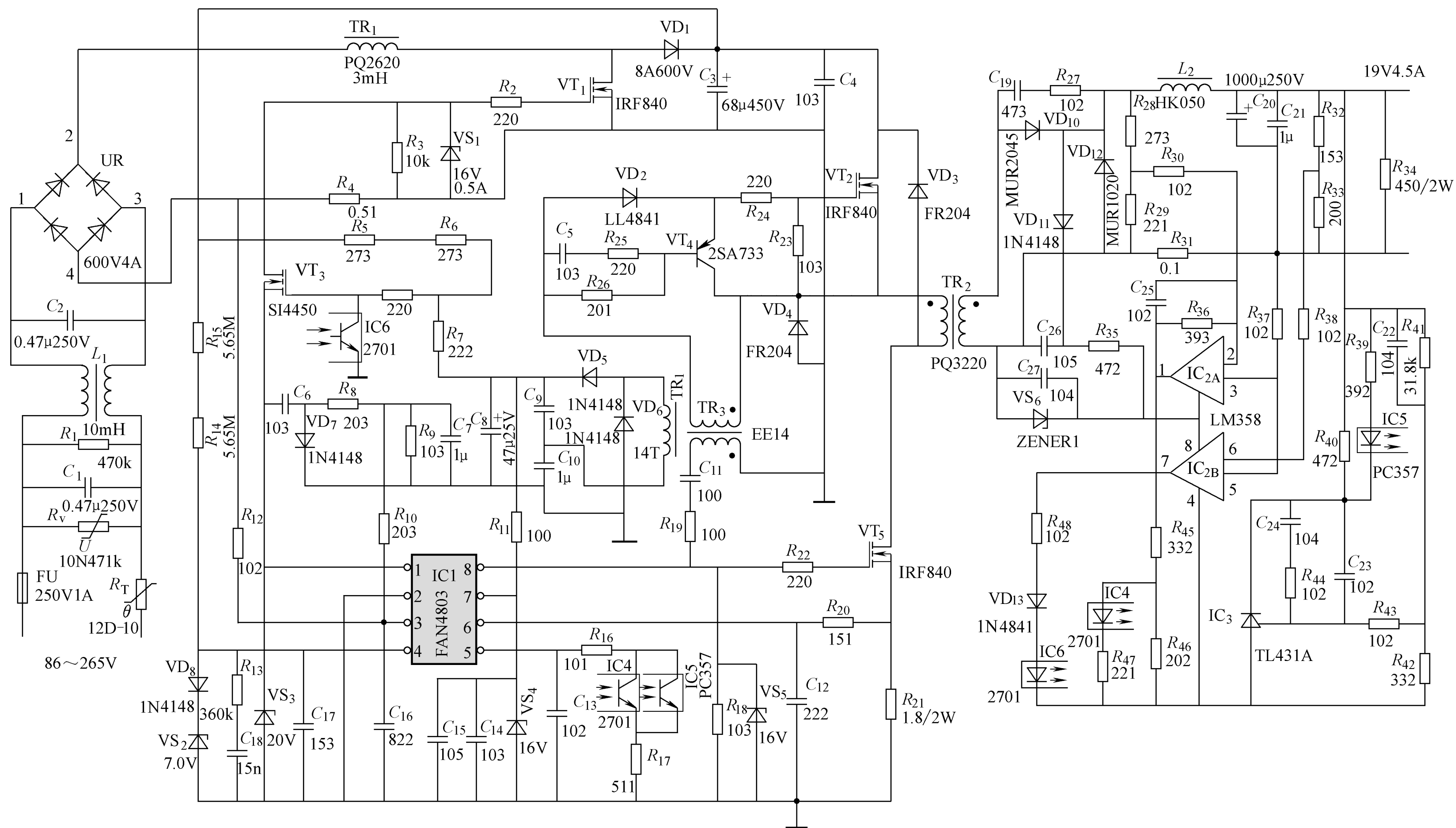


图 4-3　先进的“三高一小”FAN4803 绿色开关电源

小，电路适用于适配器、笔记本电脑等的电源。

4）FAN4803 具有过电压、欠电压和降低输出的保护功能，电路在控制周期有峰值电流限制，占空比限制以及软启动等先进的控制方式，由于芯片设置了这些方式，电路的启动电流为 150μA，空载或待机电流仅为 2mA。电路由于具有高功率因数，高效率和高可靠性，被广泛用于适配器和有关对电源体积有要求的特殊电源装置。

图 4-5 是 FAN4803 的引脚排列图。必须指出的是：3 脚相对 IC_1 的电位应该是负极性，内接到脉冲电流限制比较器和电流反馈输入，这个反馈信号与 IC_1 内部的电流斜波一同进入比较器进行比较，其差值用来调制功率因数的占空比，降低或升高高压变压器电流与片内斜波的交点，最后决定 PFC 的工作频率。6 脚为 PWM 提供反馈峰值电流并加以限制。片内斜波电流在内部偏移 1.2V，再跟电路的光耦合电压比较，以决定电路 PWM 占空比。7 脚是 IC_1 供电电压输入脚，该脚的静态电流包括 IC_1 的偏置电流和 PFC、PWM 的输出电流。如果电路设定了工作频率和 MOSFET 的栅极工作电流，就可以计算出 PFC 和 PWM 的输出电流。IC_1 内部还为 PFC 提供冗余的快速保护，包括过电压保护（OVP）和欠电压锁定（UVLO）。

2. 电路工作原理

1）同步开关的基本原理

输入电流整形技术是一种新技术，是两种调制即 PWM 脉宽调制和 PFC 调制在一个时钟脉冲对开关管接通和关闭，是将误差放大器输出电压与调制斜波比较，利用一个脉冲的前沿将开关关闭，后沿将开关接通，这就是同步开关。电流整形技术是利用升压变压器来实现的，开关管在关闭期间，升压变压器的电流下降和 PFC 的输出电压比较，当两个信号相交时，开关管的关闭时间即被确定，这周期剩余时间则是导通时间。开关管关闭时间的长短是由斜波电压变化率来决定的，开关管关闭时间越长，不但对开关管的使用寿命带来好处，并对输出负载大小作出补偿。由于升压变压器的电感电流与输入电压成正比，从而保持了高功率因数。

2）PFC 控制电路工作原理与设计

FAN4803 内部斜波电流源是由 4 脚 V_{EAO}脚的信号电压来调整的，由图 4-4 可知，放大了 V_{EAO}信号，对电容 C_1 进行充电，其充电电流的频率为 67kHz。PFC 电路是利用芯片内一个 35μA 电流变换电路，经误差放大器放大，由 VT_3MOSFET 阻抗配置后，与 5.0V 的 V_{EAO} 电压进行比较，经 PFC 逻辑调制，输出 PFC 调制电阻 R_{14}、R_{15}升压至 400V。R_{14}、R_{15}的电阻值应为

$$R_{14}+R_{15}=\frac{V_{SVO}-V_{EAO}}{I_{PCM}}=\frac{400-5}{35}M\Omega=11.3M\Omega$$

式中，V_{SVO}为设计输出电压，也是 PFC 的输出电压；V_{EAO}为 FAN4803 设置的标准电压；I_{PCM}为 FAN4803 片内变换电流。

调节 R_{14}、R_{15}的电阻值可调节 PFC 的输出电压的高低，其变化范围为 10%，要求 PFC 的输出电压为 430V，因此要求输出滤波电容 C_3 的耐压额定值为 450V。

电解电容的容量计算

$$C_3=\frac{2P_oT_{onh}/\eta}{V_1^2-V^2}=\frac{2\times85\times10/0.9}{400^2-360^2}\mu F=62.1\mu F，取标称值 68\mu F$$

为了抑制电路谐波失真，由 C_{18}、R_{13}组成电压环路补偿电路，以确保电压带宽不低于 120Hz，补偿网络的极限电容 C_{17}可支持误差放大器的覆盖频率下的增益量，电容 C_{18}、电阻

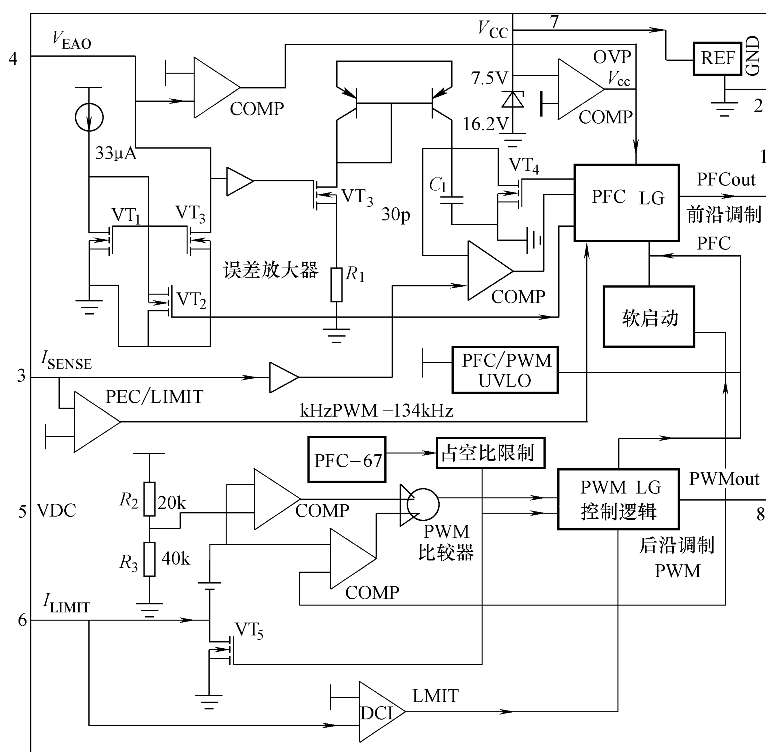


图4-4　FAN4803结构框图

R_{13}的计算公式如下：

$$C_{18}=\frac{P_{\mathrm{o}}}{(R_{14}+R_{15})\Delta V_{\mathrm{EAO}}C_{\mathrm{p}}(2\pi f)^2}$$

式中，ΔV_{EAO}为检测输入电压变化量，取$\Delta V_{\mathrm{EAO}}=0.5\mathrm{V}$；$f$为电流谐波交叉频率，典型值30Hz。

$$C_{18}=\frac{85\mathrm{W}}{11.3\times10^{6}\Omega\times0.5\mathrm{V}\times68\mu\mathrm{F}\times(2\pi\times30\mathrm{Hz})^2}$$

$=16\mathrm{nF}$，取$15\mathrm{nF}$标称电容

$$R_{13}=\frac{1}{2\pi f\times18}\mathrm{k}\Omega=353\mathrm{k}\Omega\text{，取}360\mathrm{k}\Omega\text{标称电阻}$$

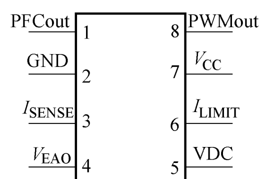


图4-5　FAN4803引脚排列图

1—PFC大电流驱动输出　2—GND　3—电流检测输入端　4—PFC输出　5—反馈信号输入端　6—PWM电流检测输入　7—V_{CC}　8—PWM脉冲输出端

电路处在稳定工作期间，I_{EAO}设置为25μA，通电启动时，片内误差放大器的转换电流失去作用，直到供电压V_{CC}上升到12V时，PFC内部误差放大器恢复工作，开关管采用前沿调制，V_{EAO}迫使PFC输出的占空比为零值，其结果将保证PFC控制电路在开关管导通时进入软启动状态。当V_{CC}供电电压升到12V时，则片内转换电路就开始工作，然后补偿电路的35μA转换电流通过电容放电，直到建立稳定的工作点。如图4-3所示，升压变压器VR_1的一次电感，必须保证供电电压处于低压时，脉动电流的峰值为输入电流20%。它将使供电电网变化为电路提供长期有效地工作。我们知道，开关管导通是利用控制脉冲后沿触发的，这样有足够的输出电流断开过电流比较器。PFC升压变压器的主要参量计算如下：

峰值电流I_{PK}计算：

$$I_{PK}=\frac{\sqrt{2}P_o}{V_{ACmin}\eta}=\frac{\sqrt{2}\times 85}{86\times 0.85}A=\frac{120.19}{73.1}A=1.64A$$

式中，V_{ACmin}与交流输入最低电压。

占空比 D_{max}的计算：

$$D_{max}=\frac{V_{SVO}-\sqrt{2}V_{ACmin}}{V_{SVO}}=\frac{400-86\sqrt{2}}{400}=\frac{278.4}{400}=0.696$$

一次电感 L 的计算：

$$L=\frac{V_{ACmin}\sqrt{2}D_{max}}{0.2I_{PK}f}=\frac{\sqrt{2}\times 86\times 0.696}{0.2\times 1.64\times 100}mH=2.58mH$$

从图 4-4 中可以看到，在非连续传导模式（DCM）下，采用 FAN4803 控制芯片，对输入电流进行整形，会对控制状态失去控制机会，造成对功率因数调整下降，还会造成输出电压过高，针对这种现象，为了在 DCM 条件下，使脉宽调制技术得到应用，可以调整升压变压器的电流经过零值时降低斜率，这样开关管的关闭时间就会被确定，PFC 的脉冲电流足以将 MOSFET 驱动起来，工作程序启动，消除了因输入电流波形整形，所要越过死区时间。具体解决的方法是：在电路上增加一个电流检测信号，此信号强迫占空比在轻载时为零，使 PFC 不在非连续模式工作，并使触发脉冲从连续传导模式，跳跃到占空比为零的控制状态。这种电流检测信号由电路滤波分压采集，该信号能对每个触发脉冲发出电流限制的信息。而限制电流与占空比有很大的关系，通过低通网络把丢失信号减到最小。低通网络由 C_6、VD_7 组成。图 4-3 中的 IC_1 的 1 脚把 PFC 和 PWM 分别输送到 VT_1 的栅极和 VT_3 的源极，通过低通网络均衡偏置的方波电压，合成效应负极性电压与输入检测电流相加，分别控制 PFC 和 PWM，以实现同步开关控制技术。

PFC 电流检测电阻 R_4 计算：

$$R_4=\frac{V_{LIMIT}}{120\% I_{PK}}=\frac{1V}{1.2\times 1.64A}=0.508\Omega\approx 0.51\Omega$$

式中，V_{LIMIT}为检测信号电压，设定最大值为 1V；I_{PK}为峰值电流。

场效应晶体管 VT_1 的栅极是 PFC 和 PWM 驱动的，它的输出峰值电流变化率是 1A，栅极的驱动电阻 R_2 采用 22Ω，这样可以使栅极峰值电流小于 1A，有利 VT_1 的驱动电压关闭，也能将 IC_1 的电源供电电压关闭。电路处在待机模式时，这就实现了电路在零负载和待机状态时小于 1W 的功耗。PWM 的控制电路由 IC_{2B}、R_{32}、R_{33}、R_{38}、R_{37}组成。当输出负载为额定值 4.5A 时，在电阻 R_{31}上产生的压降由 R_{37}送到 IC_{2B}的 5 脚。当输入电压大于反相输入电压（6 脚）时，IC_{2B}的 7 脚输出高电压，使光耦合器 IC_6 启动工作，向场效应晶体管 VT_3 的栅极输出驱动电压，也使 IC_1 的第 1 脚将驱动电压信号通过 VT_3 驱动 VT_1，使 VT_1 进入 PWM 调制状态，从而实现根据负载的变化对 VT_1 的工作状态进行控制。

电路为了提高 VT_2 晶体管的开关特性，降低它的开关损耗，采用了开、关加速电路，它由 R_{25}、R_{26}、电容 C_5、晶体管 VT_4 组成。C_5 为加速电容，使 VT_2 的饱和与截止时间减小，加速翻转。改变 R_{24}，将改变 VT_2 的导通时间。若 R_{24}电阻减小，则导通时间减小，但驱动电流上升，驱动电流脉冲上升沿加陡，对开关晶体管的使用寿命不利，同时 EMI 的干

扰加深，综合考虑，电阻 R_{24} 使用 220Ω 比较合适。

3）PWM 功率级的设计与电路工作原理

功率推动由推动晶体管 VT_2、VT_5，脉冲变压器 TR_3 及振荡变压器 TR_2 等元器件组成，由 VT_2、VT_5 组成正激式双晶体管电路，使晶体管所承受的电压应力降低一半，转换效率提高。磁心不被饱和的概率上升，加上具有过电压、过电流、短路、过热等保护功能，安全、可靠，此电路被称之为“三高一小”绿色环保电源。可用于笔记本电脑。

从理论上分析：开关电源如果处在低电压大电流传递时，变压器 TR_2 的一次漏感将影响开关在工作周期开关管的导通，所以要求变压器的漏感尽量小，但是漏感并不是完全由变压器内部造成的，它还包括有外部电路，原理图中的 VD_{11}、C_{26}、C_{27}、VS_6 为电路抑制漏感而设计的。

TR_3 是脉冲变压器，由 IC_1 的 8 脚输出 PWM 脉冲信号经过它耦合到 MOSFET 晶体管的栅极，为使 PWM 传导模式变换为连续传导模式（CCM），变压器采用 0.12 的匝数比和 380V 的输入电压，它的占空比 D_M 由下式计算出来：

$$D_M = \frac{V_o + V_{o(VT_3)}}{V_{SVO}n}$$

式中，V_o 为电源输出电压；$V_{o(VT_3)}$ 是晶体管 VT_3 的导通电压；n 为 TR_3 的匝数比

$$D_M = \frac{19V + 0.85V}{380V \times 0.12} = 0.435$$

变压器一次电感 L_{MP}

$$L_{MP} = \frac{(V_o + V_{o(VT_3)})(1 - D_M)}{20\% I_o f_M}$$

式中，f_M 为脉冲变压器振荡频率，设 60kHz；I_o 为电源输出电流。

$$L_{MP} = \frac{(19.0 + 0.85) \times (1 - 0.435)}{4.5 \times 0.2 \times 60 \times 10^3}\mu H = 208\mu H$$

振荡变压器主要参数设计

为保证电路在输入电压 320V 的状态下，保持输出功率不受影响，特设电路的最大占空比 D_m 为 0.65，变压器的耦合系数为 0.85，其匝数 n 为

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o + V_{o(VT3)}}{V_{SVO}D_{max}F_M}$$

$$n = \frac{19.0 + 0.85}{320 \times 0.65 \times 0.85} = 0.112$$

设变压器二次绕组为 6 匝，则

$$N_P = \frac{N_S}{n} = \frac{6}{0.112}匝 = 53.57匝 \approx 54匝$$

变压器一次电感 L_P

$$L_P = \frac{V_{SVO}D_M}{I_o f_s n}$$

式中，变压器振荡频率 $f_s = 100kHz$。

$$L_P = \frac{320 \times 0.435}{4.5 \times 0.112 \times 100 \times 10^3}H = 2.76mH$$

图 4-3 中的 R_{21} 是电流检测电阻，它关系到电路里的过电流、短路保护，它的大小至关重要，根据开关电源安全规程，过电流保护应该是输出电流额定值的 130%，电路应启动保护，还规定脉宽调制的关断电平是 1.60V，这样 R_{21} 的计算公式为

$$R_{21}=\frac{V_{\mathrm{LIMIT}}}{I_{\mathrm{o}}K_{\mathrm{AG}}n\times 130\%}$$

式中，K_{AG} 为一次磁化电流与二次脉动电流的比值，设 $K_{\mathrm{AG}}=1.25$。

$$R_{21}=\frac{1.60}{4.5\times 1.25\times 1.3\times 0.112}\Omega=1.95\Omega，取 1.8\Omega/2\mathrm{W}。$$

电路如果处在低电压输入、大电流输出，瞬时变为空载，这时会给输出电压引起巨大的过冲，这时变压器 TR_1 的一次绕组不能产生足够高的电压切断 IC_1 的供电，实施保护，因为在这瞬间，脉宽调制的占空比趋于零，因而要抑制由于空载低电压输入时的电路驱动，振荡变压器 TR_1 的二次电压由于变压器储能的作用，产生足够高的 V_{CC} 电压，维护 IC_1 的连续工作，实施空载保护。VS_4 是钳位齐纳二极管，它的作用是低压保护。R_5、R_6、R_7 是高阻启动电阻，电路在启动期间，为 IC_1 提供启动电压，并实施过电压保护。IC_5、IC_3、R_{41}、R_{42} 组成信号反馈取样电路，输出电压的高低由 R_{41}、R_{42} 决定。电阻 R_{39}、R_{40} 将决定 IC_5 的工作电流，此电流的大小与反馈响应时间有关，IC_5 的工作电流越大，响应速度越快，但 IC_5 的功耗加大，一般取 5mA 为宜。C_{23}、C_{24}、R_{44} 是误差放大器相位频率补偿。IC_2 的电源供电，由 VD_{11} 整流，C_{26}、C_{27} 滤波，电阻 R_{35} 限流。IC_{2A}、IC_4 为电路输出过电流、短路进行保护。从电阻 R_{28}、R_{29} 分压，取出电压信号，送到 IC_{2A}，又从 R_{31} 上经 R_{37} 取得反相信号送入 IC_{2A} 进行比较，其差值送到 IC_4 进行工作调整，如果电路输出电流大于 4.5A，则表示 IC_{2A} 的 3 脚电压大于 2 脚，1 脚输出高电平，IC_4 导通，经光耦合器反馈，使 IC_1 的 8 脚输出驱动信号，促使 VT_5 关闭，起到过电流、短路保护作用。

4.2　变频开关电源

4.2.1　采用适用于室内外的 UC1864 的变频开关电源

UC1864 是一种固定脉宽，通过改变频率来调节占空比以达到输出电压稳定的目的的脉频调制（PFM）型集成控制器。这种调制器必须有压控振荡器（VCO），利用电压来改变振荡频率。

1. UC1864 的电路特点

1）电路采用 PFM 原理，具有两个输出端，作并联使用时可以构成 50W 以下的开关电源；如果两个输出端分开，作推挽式或半桥式使用，可以构成 100W 以下的开关电源。

2）采用零电压开关的设计方案，使外部所接的功率开关 MOS 管工作在理想的通/断状态下，这属于谐振开关电源。谐振开关电源可以将功率开关管的功耗降低到零，开关管所承受的电压、电流应力最小。这对于提高电源的负载能力、扩展应用范围是非常有效的。同时，对提高电源的效率、抑制浪涌电压和峰值电压也是有益的。用 UC1864 开发设计的开关电源能把开关频率提高到 1MHz，体积大为缩小。

3）UC1864 片内设有宽频带压控振荡器（VCO），可以便利地完成 V/F 转换，转换频率设定范围宽，可以从 10kHz 到 1MHz，一般选用 50 ~ 600kHz。

4）IC 具有完善的保护电路。有欠电压锁定、过电压保护电路，内有故障比较器和故障锁存器。当输入电压低于晶体管 VT_1 的射—集极设定电压或检测到输出过电流、输入过电压故障时，IC_1 的两个输出端 11 脚和 14 脚将强行把输出级 FET 启动器拉成低电平，起到保护作用。此外，还具有软启动、重新启动的功能。

5）UC1864 的工作电压为 15～20V，最高电压为 22V。两个输出端均可输出 1A 的峰值电流。最大功耗为 1W，工作温度为 -55～+125℃，适用于室内外。

2. UC1864 的工作原理

由 UC1864 构成的开关电源电路如图 4-6 所示。

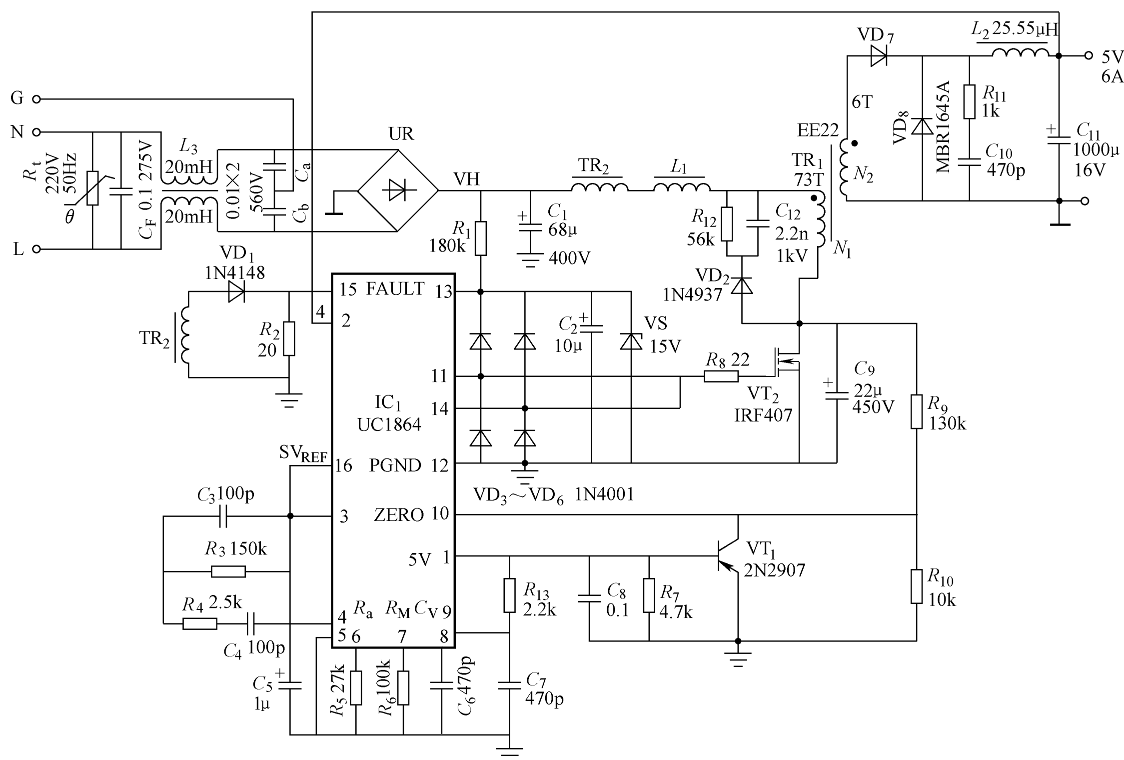


图 4-6　由 UC1864 构成的开关电源电路

220V 交流电压经过电源噪声滤波器（PNF）、桥式整流器（UR）和电容 C_1 滤波后得到直流高压（V_H）。该高电压分两路向电路输送电能：一路经 R_1 降压、VD_3～VD_6 再次整流（称为二次整流）、电容 C_2 滤波、稳压管 VS 稳压后，作为 IC_1 稳定的电源电压 V_{CC}；另一路供给高频变压器 TR_1 的一次绕组 N_1，流向开关功率 MOS 管的漏极。在高压脉冲的作用下，变压器 TR_1 终将改变频率的高低，通过变压器将电压耦合到二次侧，再经过肖特基二极管 VD_7、VD_8 整流和滤波电路 L_2、C_{11}滤波后，产生 5V 直流电压输出。TR_2 是故障变压器，从其二次侧检测到的脉冲调制信号由 VD_1 整流后加至故障检测端（FAULT）。L_1 是降压电感，VS 为稳压二极管。VD_3～VD_6 组成负向限幅整流电路。IC_1 的 11、14 脚并联后经 R_8 将调制好了的信号送入 VT_2 开关功率管的栅极，经功率放大后驱动高频变压器。C_9 是开关电路的振荡电容，与变压器一次电感、开关管 VT_2 组成振荡电路。R_{12}、C_{12}、VD_2 组成 *RC* 钳位吸收回路，用于吸收变压器的尖峰电压和输入电路的浪涌电压。R_{11}、C_{10}吸收变压器 TR_1 二次侧产生的尖峰电压。从 5V 输出电压取出一信号并反馈到误差放大器的同相输入端（IC_1 的

2 脚)，此信号与 IC_1 的 3 脚的反相输入信号经片内误差放大器放大、比较后去控制压控振荡器，调节振荡频率。R_3、R_4 和 C_3、C_4 组成误差放大器的频率补偿修正网络。C_5 为软启动电容。R_{13}、C_7 为瞬间定时器的定时电阻和定时电容，用于产生锯齿波电压。过零检测电路由分压电阻 R_9、R_{10} 组成，对开关管漏极电压进行检测，取得零检测信号后送到 IC_1 的 10 脚进行零点比较。图 4-10 中压控振荡器的外围元件 C_6、R_5 和 R_6 分别对应于 IC_1 的 8、7 和 6 脚，产生电路振荡频率的基准频率，供电源运行中使用。

由图 4-7 可知，UC1864 主要由误差放大器、压控振荡器（VCO）、瞬间定时器、控制逻辑电路、欠电压锁定电路、5V 电压发生器、故障比较器、故障锁存器、延迟锁存器及零点比较器等组成。误差放大器的同相输入端接收输出电压 V_o 的部分电压信号，反相输入端接软基准端的 5V 基准电压，所以输出误差电压 V_r 就作为控制电压控制 VCO 的振荡频率，用来调整输出电压。

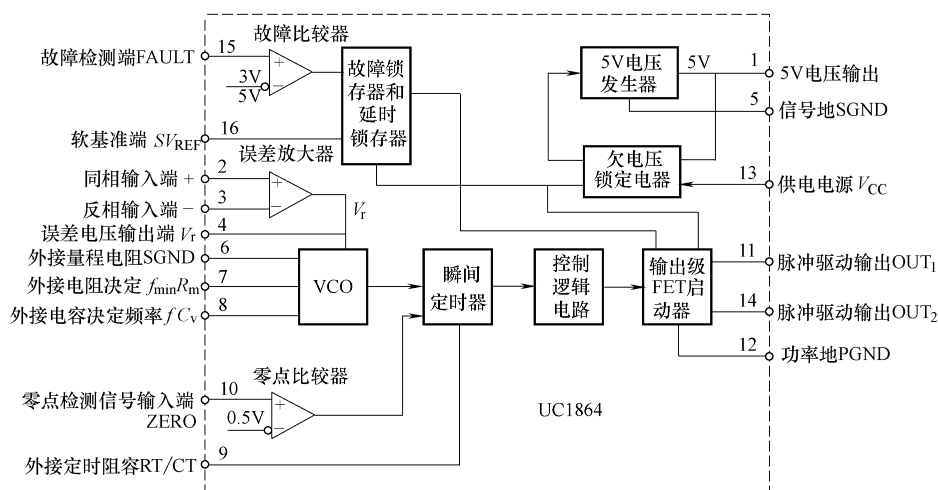


图 4-7　UC1864 内部结构框图

为实现真正的零电压开关，专门设置了零点电压检测与比较电路。零点比较器的参考电压为 0.5V，信号电压取自 MOS 功率开关管的漏—源极间电压（V_{DS}）。当波形的下降沿通过 0.5V 时，零点比较器就翻转，改变瞬间定时器的状态，进而使输出级关断，实施零电压关断的功能。开关功率管设计成零电压开关，不仅能降低功耗，还能减少 EMI、RFI 以及密勒效应。用 UC1864 设计的欠电压锁定电路的导通阈值电压为 8V，关断阈值电压为 7V。因此，开关电源在工作过程中一旦 V_{CC} 低于 7V，输出级立即关断，强迫两个输出端为低电平。故障比较器、故障锁存器和延迟锁存器构成的保护电路有软启动和重新启动两种保护方式。软启动电容 C_5 接在软基准端（SV_{REF}）与信号地（SGND）之间。在软基准端与信号地之间，如果接一只 100kΩ 的上拉电阻，一旦出现过电压或过电流故障，保护电路就把输出级永久性关断。如果接一只 1μF 电容，则刚通电时 SV_{REF} 端电压为零（$SV_{REF}=0$），在 10ms 时间内输出级逐渐转入正常，这就是软启动。此电路表明，UC1864 既可以工作在单次模式（$SV_{REF}=0$）下，又能工作在循环模式（$SV_{REF}=1$）下，这是对发生故障的两种处理方式。当输出端电压超过 2V 时，关断输出。故障处理结束后，如再启动，须经过软启动阶段才能建立起正常工作状态后，开始输出电压。

UC1864 的稳压过程是这样的：通电后延时建立起输出电压，为监视输出电压工作状况，

从输出端取出一电压信号，经误差放大器与5V基准电压进行比较，得到差值信号 V_r，并以此信号控制调节VCO的振荡频率（f），再由瞬间定时器、控制逻辑输出脉冲频率调制信号去驱动MOS开关管，最后经变压器能量转换，由二次整流滤波电路获得稳定的输出电压（V_o）。如某种原因致使输出电压 V_o 上升，控制电路将立即进行下列闭环调整：$V_o\uparrow\rightarrow V_r\downarrow\rightarrow f\downarrow\rightarrow V_o\downarrow$。结果 V_o 趋于稳定，反之亦然。这就是PFM的工作原理。设电源效率为 η，脉冲宽度为 m，脉冲频率为 f。当 η、m、V_{CC} 确定后，则有 $V_o=\eta mfV_{CC}$。通过调节振荡频率 f 即可调整 V_o，实现变频稳压的目的。UC1864电源适用于机顶盒电源、工业自动检测仪表、医疗诊断仪及其他有关调速装置。

3. UC1864的参数设计与计算

1）频率调制灵敏度的计算

所谓频率调制灵敏度就是控制电压每增加或减少1V，振荡频率下降或上升多少千赫，即

$$\lambda=f/V_r=-1/(R_aC_V) \tag{4-1}$$

2）振荡器电容、电阻的计算

由图4-10可知，$C_V=C_6$，$R_m=R_6$，$R_a=R_5$。先设定最高振荡频率 f_{max} 和最低振荡频率 f_{min}，然后求出比值 f_{max}/f_{min} 及中心频率 f_0。

$$C_V=C_6=0.036/f_{min} \tag{4-2}$$

$$R_a=R_5=100/[(f_{max}/f_{min})-1] \tag{4-3}$$

$$R_m=R_6=3.6/(f_{min}C_V) \tag{4-4}$$

$$f_0=(f_{max}-f_{min})/2 \tag{4-5}$$

3）启动时间 t_1 和重新启动时间 t_2 的计算

我们知道，故障比较器、故障锁存器和延时锁存器（见图4-11）构成的保护电路有软启动和重新启动两种保护方式。

启动时间
$$t_1=10^{-2}C_5 \tag{4-6}$$

重新启动时间
$$t_2=1.9\times10^{-2}C_5 \tag{4-7}$$

下面介绍一个计算实例。

设 $f_{max}=360\text{kHz}$，$f_{min}=76\text{kHz}$，则

$$f_{max}/f_{min}=360/76\approx4.74$$

由式（4-2）求出 $C_6=0.036\times10^9/(76\times10^3)\text{pF}\approx474\text{pF}$，取470pF。

由式（4-3）求出 $R_5=100/(4.74-1)\text{k}\Omega\approx26.7\text{k}\Omega$，取27kΩ。

由式（4-4）求出 $R_6=3.6/(76\times470\times10^{-6})\text{k}\Omega\approx100\text{k}\Omega$。

由式（4-5）求出 $f_0=(360-76)/2\text{kHz}=142\text{kHz}$。

由式（4-1）求出 $\lambda=-1/(470\times27\times10^{-6})\text{kHz/V}=-78.8\text{kHz/V}$，即控制电压每增加1V，振荡频率降低（“－”是下降的意思）78.8kHz，由控制电压转换为振荡频率。

由式（4-6）计算 $t_1=10^{-2}\times1\times10^3\text{ms}=10\text{ms}$，由式（4-7）计算 $t_2=1.9\times10^{-2}\times1\times10^3\text{ms}=19\text{ms}$。

从式（4-6）和式（4-7）可知，每次电源通电后要经过10ms的时间，输出电压才能建立；每次出现故障，清除后要经过19ms的时间才能重启动。这对在电源启动瞬间抑制浪涌电压非常有好处。

4. UC1864高频变压器设计

UC1864是调频式开关电源控制器件，通过改变开关频率来改变占空比，保持脉冲宽度

不变而周期改变。现选取中心频率为 150kHz，占空比为 0.4，这样有 0.6s 的周期时间供频率调整。

（1）技术指标

输入电压：220V，50Hz，AC。

输出电压：5V，DC。

输出电流：6A。

输出功率：$P_o = V_o I_o = 5 \times 6\text{W} = 30\text{W}$。

设开关电源的效率为 90%，输入功率 $P_1 = \frac{P_o}{\eta} = \frac{30}{0.9}\text{W} \approx 33.3\text{W}$，工作周期 $T = \frac{1}{f} = \frac{1 \times 10^6}{150 \times 10^3}\mu\text{s} \approx 6.7\mu\text{s}$。

（2）最大导通时间 $t_{on(max)}$ 的计算

$$t_{on(max)} = DT = 0.4 \times 6.7\mu\text{s} \approx 2.7\mu\text{s}$$

（3）变压器二次输出电压的计算

变压器二次输出电压 V_2 按下式计算：

$$V_2 = \frac{(V_o + V_L + V_F)T}{t_{on}} = \frac{V_o + V_L + V_F}{D}$$

式中，V_L 是输出扼流圈的二次压降，取 0.4V；V_F 为输出侧肖特基二极管的正向压降，取 0.8V。

$$V_{2(min)} = \frac{5.0 + 0.4 + 0.8}{0.4}\text{V} = 15.5\text{V}$$

（4）变压器匝比 n 的计算

输入直流电压的最低值 $V_{1(min)}$ 是由交流输入电压的最低值得到的。考虑到电源电压的波动为 ±25%，则 $V_{1(min)} \approx [180 - (180 \times 0.25)] \times 1.414\text{V} = 190.89\text{V}$，取 190V。

$$n = \frac{V_{2(min)}}{V_{1(min)}} = \frac{15.5}{190} \approx 0.082$$

（5）变压器一次、二次绕组匝数的计算

变压器一次绕组的匝数 N_1 与磁心的最大磁感应强度 B_m(T) 之间的关系为

$$N_1 = \frac{V_{1(min)} t_{on(max)}}{B_m A_e} \times 10^4$$

式中，A_e 为磁心有效截面积（mm^2）。输出功率与磁心尺寸之间的关系如表 1-3 所示。根据表 1-3 选磁心为 EE22，它的有效截面积 $A_e = 36\text{mm}^2$，磁心材料相当于 TDK 的 H7C4，最大磁感应强度 B_m 为 3000Gs 以下。磁心的剩磁随磁心温度及工作频率而改变。当磁心温度为 100℃（不能超过 130℃，否则磁导率下降到零）时，考虑到工作频率的变化，最大磁感应强度 B_m 选 2000Gs 较为安全。变压器二次绕组匝数 N_2 为

$$N_2 = \frac{15.5 \times 2.7}{2000 \times 36} \times 10^4 \text{匝} \approx 5.8\text{匝} \approx 6\text{匝}$$

变压器一次绕组匝数 N_1 为

$$N_1 = N_2 / n = 6/0.082\text{匝} \approx 73.2\text{匝} \approx 73\text{匝}$$

变压绕组匝数 $N_2=6$ 匝，$N_1=73$ 匝时，变压器二次电压 $V_{2(\min)}$ 达不到要求，需重新确定 $t_{on(\max)}$。

$$t_{on(\max)}=\frac{(V_{o(\max)}+V_{L(\max)}+V_F)T}{V_{2(\min)}}=\frac{(5+0.4+0.8)\times 6.7}{15.5}\mu s\approx 2.68\mu s$$

$$D=\frac{t_{on(\max)}}{T}=\frac{2.68}{6.7}=0.4$$

开始设定 $D_{\max}$ 为0.4，重新计算，结果 $D_{\max}$ 仍为0.4，说明脉冲导通时间 $t_{on(\max)}$ 符合设计要求。

（6）输出滤波器的计算

首先计算输出扼流圈的电感量。流经扼流圈的电流 ΔI_L 如图4-8所示。

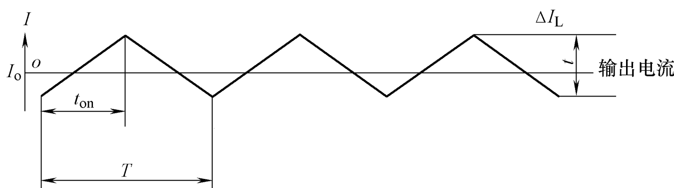


图4-8　扼流圈中的电流波形

$$\Delta I_L=\frac{V_{2(\min)}-(V_F+V_{o(\max)})}{L}t_{on(\max)}$$

式中，L 为输出扼流圈的电感（μH），这里 ΔI_L 为输出电流 I_o 的10%～30%。从扼流圈的外形尺寸、成本、过渡响应等方面考虑，以 ΔI_L 为 I_o 的25%进行计算。

$$\Delta I_L=0.25I_o=6\times 0.25A=1.5A$$

可求得 $$L=\frac{V_{2(\min)}-(V_F+V_{o(\max)})}{\Delta I_L}t_{on(\max)}=\frac{15.5-(0.8+0.4)}{1.5}\times 2.68\mu H\approx 25.55\mu H$$

所以，采用25.55μH、6A的扼流圈。

扼流圈在开关电源输出电路中的作用，不仅是扼制输出电流的纹波，而且对二次电感反激给一次侧促使开关管翻转的速度起着重要作用。

5. UC1864开关电源故障修理

（1）开关电源无直流电压输出

1）故障原因分析

可能是市电输入电路存在开路故障，使电容 C_1 两端无300V直流电压输出；也可能是市电输入电路存在短路故障，如果输入电路短路，会烧坏熔丝；也可能是自激振荡启动环节或振荡正反馈电路的元件发生开路式的损坏，或是 IC_1 的压控振荡器因受到外部过电流、过电压保护，使控制电路进入锁存状态，输出启动器不能启动。

2）故障检修方法

首先查看输入熔丝是否烧断。若烧断，说明交流输入电路中存在短路性故障元器件，应检查交流输入电路的滤波电容是否漏电或击穿损坏，桥整流滤波器件是否击穿损坏，开关场效应晶体管 VT_2 是否击穿短路；还要检查开关电源吸收网络的阻塞二极管 VD_2 是否击穿损坏，并检查开关电源直流输出端电路、负载元件是否完好。若熔丝正常，再开机测电解电容 C_1 两端有无300V的直流电压，再测 IC_1 的9脚有无0.5V左右的电压。若 C_1 两端有300V的

直流电压而 IC_1 的 9 脚没有电压，再测 IC_1 的 13 脚有无电压，如果没有，应检查电阻 R_1 是否完好。如果 9、13 脚都有电压，应检查电阻 R_5、R_6 和电容 C_6。若各点电压均正常，则应检查振荡变压器是否发生击穿性损坏。

（2）开关电源输出电压偏低

1）故障原因分析

由 UC1864 开关电源工作原理分析可知，引起开关电源输出的直流电压偏低的故障主要与电源负载电路存在过电流、稳压控制电路工作异常及振荡压频转换工作状态失调等因素有关，主要原因有：

① 电源负载电路工作电流过大。因电源开关功率管 VT_2 带载加重而引起激励不足，致使工作频率不能加快，继而使开关电源输出的直流电压偏低。此时一般伴随有“吱吱”叫声出现。

② 压频转换电路的外围元件 R_5、R_6、C_5 变质或开路，IC_1 内部的控制逻辑滞后于瞬间定时器，不能使工作频率跟随输出电压的高低进行调制。

③ 锯齿波振荡电路工作异常，引起开关晶体管截止时间延长，致使输出电压偏低。

④ 同相反馈输入线开路或 IC_1 的误差放大器工作异常。同相输入端与反相输入端接反，使片内误差放大器“反常”工作，因而不能控制压频转换，使得输出直流电压偏低或异常。这都是由调制频率引起的。

2）故障检修方法

首先在二次滤波电容 C_{11} 两端接上 0.71Ω/40W 的大功率线绕电阻，测量线绕电阻两端电压是否达到 5V。若为 5V，则检查滤波电容 C_{11} 是否漏电。如果 C_{11} 没有漏电，应重点检查 C_7 和 R_{12}。如果仍无结果，应更换整流二极管 VD_7 和 VD_8，最好选用肖特基二极管，二极管的工作电流应大于 3 倍的输出电流，否则输出电路工作异常。最后，用调换法更换 IC_1。

（3）开关电源输出电压偏高

1）故障原因分析

若开关电源输出直流电压偏高，则故障原因肯定是某种因素引起压控振荡器的触发电路进入稳定状态或停止工作，使开关晶体管的截止时间缩短或工作频率升高，致使开关电源因负载过轻而引起输出电压升高。另外，晶体管 VT_1 变质或电容 C_8 漏电会使 VT_1 的基极的 5V 电压无法建立，引起 5V 电压发生器无法工作，继而使开关管失去控制而出现开关电源输出的直流电压偏高的现象。

若开关电源在运行工作时输出的直流电压偏高，则其故障原因肯定是稳压控制电路压频转换工作异常，如 R_5、C_6 等元件开路，使开关管的基极驱动电流无法控制，开关管因失去控制而使开关电源输出的直流电压异常升高。另一个原因是电流中的过电流、过电压保护功能异常，保护电路失控引起故障锁存器闭锁，从而使输出级关闭，开关电源停止工作。

2）故障检修方法

若仅是在开机瞬间集成控制器 IC_1 处于复位状态时开关电源输出的电压偏高，应先测电容 C_8 的两端有无 5V 左右的电压，若无，应检查电阻 R_7 和晶体管 VT_1 是否完好，有无开路现象以及 C_8 有无漏电现象。若 C_8 两端电压正常，则应测试分压取样电阻 R_9、R_{10} 的阻值。

如果开关电源在工作运行期间输出电压一直偏高，则应测试 VH 点和 IC_1 的 13 脚，发现 VH 点电压为 300V，而 IC_1 的 13 脚电压却高达 25V。产生这么高的 V_{CC} 电压有两个原因：第一，稳压二极管 VS 异常损坏，使 V_{CC} 电压不正常，处于高值；第二，取压电阻 R_1 的阻值

太小，建议换一只较高阻值的电阻。在经过一系列检查调换均未见好转的情况下，只有重新确定高频变压器的二次匝数是否偏多，最好重新绕制高频变压器。一般输出电压偏高时，纹波电压会比正常值高几倍。

4.2.2　采用输入电压宽、性能稳定 UC3845BN 的变频开关电源

1. 电路特点

1）超宽输入电压。一般的开关电源的输入电压范围比较小，只有 180～265V，如果采用升压式变换电路的电压输入范围也只有 AC90～270V。而反激式变换电路也只有 AC90～265V，本电路应用了 UC3845BN 控制芯片，由图 4-9 内部框图可知，由于芯片集成压控振荡器（VCO），使输入电压可得到大幅提升，可达到 AC90～600V，为满足市场需求而又不增加成本，取得了可喜的成果。图 4-10 是电路瞬时振荡与控制电压的关系。

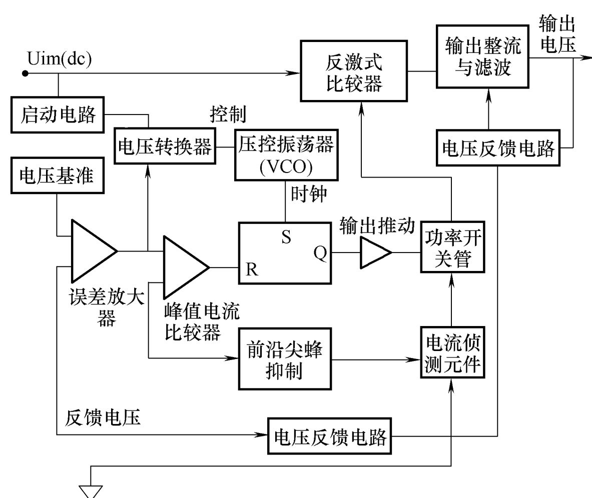


图 4-9　UC3845BN 宽电压输入电流控制模式变换电路框图

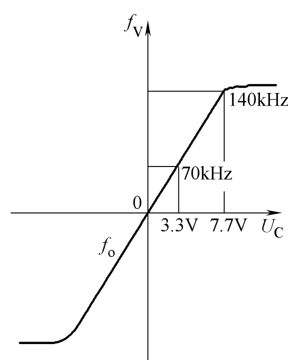


图 4-10　UC3845BN 瞬时振荡频率 f_V 与控制电压 U_C 之间的关系

2）性能稳定、电路简单、成本低。UC3845BN 采用电流控制模式，反激式变换原理。电流控制可使变换电路在变换过程中稳定性大大提高，主开关器件和变压器的利用率都会提高。从图 4-11 的原理图可知，原理图结构简单，所使用的元器件很少，因此，造价低廉。

3）电路设计有欠电压、过电流、过温多种保护设施，电路运行在 600V 高压电网输入电压时，对每个元器件的耐压绝缘强度要求特别高，尤其是对变压器的一次绕组应具有良好的绝缘性，较低的漏电感，要求开关功率的耐压档次更高。要求过电流、过温的保护更加有必要和具体。

2. UC3845BN 电路工作原理与应用

UC3845BN 电路由低通滤波及保护电路、EMI 抑制电路、整流滤波电路、压控振荡电路、直流变换电路、反馈取样控制电路以及整流滤波输出电路组成。图 4-9 是宽输入电压、电流控制模式变换电路工作程序框图。要求反激式开关电源变换电路，在轻载时呈现不连续状态，重载时呈连续状态，这两种状态要求振荡变压器的电感电流在振荡周期中其释放电流为零值称为不连续模式，此时的电能为完全传递。要做到不连续模式的条件是：$L_s \geqslant V_o t_{off}^2/$

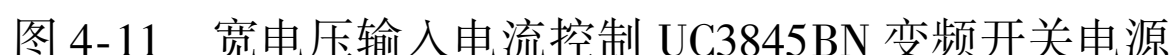


图 4-11　宽电压输入电流控制 UC3845BN 变频开关电源

$2I_oT$，V_o、I_o 是电路输出电压、电流；开关管的峰值电流 $I_{kmax}=V_{in}t_{on}/L_p$，$V_{in}$ 为输入电压，L_s、L_p 为变压器二次、一次电感。

完全传递的模式条件是 $L_s<V_ot_{off}^2/2I_oT$；$I_{kmax}=2P_oT/V_{in}t_{on}$。反激式变换电路，不管是工作在不连续工作模式还是连续模式，主开关晶体管和变压器的利用率都很高，但它们的控制特点不同，使转换系统稳定工作十分重要，电路采用了改变占空比和工作频率，结合电压负反馈，来改善误差放大器的瞬态响应、降低高频增益等都是系统稳定的重要措施。同时，必须看到，采用电流模式控制 IC，会使开关功率管的导通时间，随着输入电压、电流的变化而变化，使功率管 MOSFET 的瞬时峰值电流产生剧烈变化，很有可能在功率管关闭期间发生饱和，导致变换电路可靠性降低。二极管 VD_{10}为克服上述缺点而设计的。另外，必须采用新的方法改变功率开关管的导通时间和工作频率，本电路采用压控振荡器元件用作频率控制，一般压控元件是变容二极管，用直流电压控制变容二极管的振荡频率，是非常方便对频率实施调节的信号源。变容二极管受输入电压 V_c 的作用，引起振荡频率 f_o 的改变如图 4-10所示，输入电压由变压器绕组 L_f 取得，经二极管 VD_6，电容 C_8 的整流滤波，R_7、R_8 分压，VS 稳压，取得起始为 3. 3V 的振荡电压，VS 稳压二极管放在误差放大器的后面，接收电路负载和输出电压的变化而改变 VCO 的振荡频率，当输入电压最低，而电源输出为满负荷时，电路开关管占空比被使用到最大，VCO 的振荡频率被推到最大，满足高负载和输出高压这一场合，R_8、C_{10}是频率振荡阻容，起始频率是 140kHz，随着输出电压的升高，频率逐步下降，最后降至 70kHz、3. 3V 的受控电压。FU 是交流输入熔丝，以保护供电系统的安全。R_t 是负温度系数热敏电阻，它为开机瞬间，因电容 C_5、C_6 的充电而产生浪涌电流进行旁路。C_1、C_2 和 L_1 组成 π 型滤波或称为低滤波，它将抑制来自供电电网与开关电源所产生的 EMI，C_3、C_4 是 Y 电容，以保证人员和设备的安全，R_1，R_2 是电解电容的泄放电阻，组成倍压整流电路，以达到 90V 超低压输入时反激式变换电路能正常工作。电阻 R_3、R_4 直接接电路的高压端，对 C_9 直接充电，当充电电压达到 16V 时，IC_1 开始工作，第 6 脚产生驱

动电压，使 VT_1 进入工作状态。变压器反馈绕组 L_f 产生高频开关电压，经 R_6 限流，VD_6 整流 C_8 滤波保证 IC_1 的工作电压。R_6 阻值的大小既要满足正常的输出功率，又要防止输出端短路时，使 V_{cc} 跌落太大，影响 IC 的正常工作。C_{11} 用作斜波补偿，当电路在输入低压工作时，避免出现振荡。R_{12} 是电压负反馈取压电阻，用来检测输出电流的高低，起着过电流、短路保护作用。IC_2 是光耦合器，IC_1 的 1 脚有反馈信号接收放大、辨别作用，用它来控制 PWM 的占空比。电路 R_5、C_7、VD_5 组成网络吸收电路，防止或抑制变压器 TR_1 的漏电感而引起的尖峰电压，使 TV_1 安全工作。VD_8、VD_9 是肖特基二极管，与电解电容 C_{12}、C_{13}、L_2 组成输出整流滤波，其目的是降低输出直流纹波。电阻 R_{16}、R_{18} 分别是基准电阻和调压电阻。UC3845BN 电路电源可用于工业自动化控制、医疗器械、家用电器等。

3. UC3845BN 电路主要元器件设计与计算

1）调压电阻 R_{17}、R_{18} 的计算

反馈电流 I_F 的计算：

$$I_F = \frac{V_{REF}}{R_{16}} = \frac{2.5 \times 10^6}{10 \times 10^3}\mu A = 250\mu A$$

输出总电流为 $$I_o = I_{o1} + I_{o2} = 2A + 1A = 3A$$

反馈比例系数 K_1、K_2 分别为

$$K_1 = \frac{I_{o1}}{I_o} = \frac{2}{3} = 0.667$$

$$K_2 = \frac{I_{o2}}{I_o} = \frac{1}{3} = 0.333$$

反馈电流 I_{F1}、I_{F2} 分别为

$$I_{F1} = I_F K_1 = 250 \times 0.667\mu A = 166.75\mu A$$

$$I_{F2} = I_F K_2 = 250 \times 0.333\mu A = 83.25\mu A$$

反馈调整电阻 R_{17}、R_{18} 分别为

$$R_{18} = \frac{V_{o1} - 2.5V}{I_{F1} \times 10^{-6}} = \frac{12 - 2.5}{166.75 \times 10^{-6}}\Omega = 56.97k\Omega = 57k\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{o2} - 2.5V}{I_{F2} \times 10^{-6}} = \frac{5 - 2.5}{83.25 \times 10^{-6}}\Omega = 30k\Omega$$

2）反馈电压各电阻的计算

光耦合器的集电极直接接 IC_1 的 1 脚对电源进行控制，IC_1 的内部误差放大器采集了工作频率 f_o 和峰值电流 I_{kmax} 进行比较，通过驱动放大，对开关管的占空比进行调整。稳压二极管 VS 对压控振荡电压控制转换，它的起始电压最低为 3.3V，光耦合器的工作电流最低为 5mA，电阻 R_7 连接 V_{cc} 与压控振荡之间，它的大小直接关系到电压负反馈的效率。

$$R_7 = \frac{V_{cc} - V_{of}}{I_F} = \frac{12 - 3.3}{5 \times 10^{-3}}\Omega = 1740\Omega，取 1.8k\Omega。$$

R_{13} 光耦合器限流电阻的计算

光耦合器 IC_2 的最低工作电流一般为 10mA，它的电流高低是随着输出负载电流而改变的，也跟 IC_2 的电流传输有关系。

$$R_{13} = \frac{V_{o2} - V_{REF} - V_{LED}}{I_{fo}} = \frac{5 - 2.5 - 1.0}{10 \times 10^{-3}}\Omega = 150\Omega$$

式中，V_{o2}为输出电压 5V；V_{REF}为精密稳压源基准电压 2.5V；V_{LED}为发光二极管点亮最低电压 1V。

3）振荡变压器 TR_1 的设计

输出功率 $P_o = V_{o1}I_{o1} + V_{o2}I_{o2} = 12 \times 2W + 5 \times 1W = 29W$

变压器一次输入直流电压 $V_{inmin(DC)} = \sqrt{2}V_{inmin(AC)} = \sqrt{2} \times 90V = 127V$

$$V_{inmax(DC)} = \sqrt{2}V_{imax(AC)} = \sqrt{2} \times 600V = 854V$$

电源输入功率 $P_{in} = \dfrac{P_o}{\eta} = \dfrac{29W}{0.85} = 34.12W$

电源输入电流有效值 $I_{AR} = \dfrac{P_{in}}{V_{inmin}} = \dfrac{34.12}{127}A = 0.269A$

电源输入电流最大值 $I_{max} = I_{AR}T/t_{on} = A_{AR}/D = \dfrac{0.269}{0.5}A = 0.538A$

开关电源所采用的变频功率转换方式，它从 70～140kHz 变化，取平均工作频率 100kHz，根据表 1-3 选用 EE28 磁心，它的磁心截面积 $A_e = 78mm^2$。变压器的一次电感 L_p 为

$$L_p = \frac{D_{max}}{I_{max}}\frac{V_{inmin}}{f_{max}} = \frac{0.5 \times 127}{0.538 \times 140}mH = 0.843mH$$

变压器的感应电压从 127V 至 854V 变动时，磁感应强度也发生变化，$\Delta B = 100mT$，$\Delta B_{min} = \dfrac{\Delta BV_{inmax}}{V_{inmin}} = \dfrac{100 \times 854}{127}mT = 672mT = 0.672T$

变压器一次绕组匝数 N_P：

$$N_P = \frac{V_{inmax}t_{on}}{\Delta B_{min}A_e}$$

$t_{on} = DT = 0.45 \times 10\mu s = 4.5\mu s$，取占空比中间值 0.45。

$$N_P = \frac{854 \times 4.5}{0.672 \times 78}匝 = 73.3 匝 \approx 73 匝$$

变压器二次绕组匝数 N_{s1}的计算

$$N_{s1} = \frac{(V_{o1} + V_d)(1 - D_{max})N_P}{D_{max}V_{inmin}} = \frac{(12 + 0.4)(1 - 0.5) \times 73}{0.5 \times 127}匝 = 7.12匝 \approx 7匝$$

$$N_{s2} = \frac{(V_{o1} + V_d)(1 - D_{max})}{D_{max}V_{inmin}}N_P = \frac{(5 + 0.4)(1 - 0.5)}{0.5 \times 127} \times 73匝 = 3.1匝 \approx 3匝$$

式中，V_d 为肖特基二极管正向导通压降，为 0.4V。

$$S_F = \frac{(15 + 0.8) \times (1 - 0.5)}{0.5 \times 127} \times 73匝 = 9.08匝 \approx 9匝$$

值得注意的是，因输入电压太高，而且变化范围很大，因而对开关功率管的耐压规格要求也很高，变压器的一次绕组必须有良好的绝缘性，对变压器的绕制工艺也很严格，尤其是它的绝缘材料和防火墙都要注意，以免发生设备和人身安全。

4.3 准谐振开关电源

电子开关具有零电压导通（ZVS）、零电流关断（ZCS）的条件，这种变换器称为准谐振变换电路。用这种变换电路做成的开关电源称为准谐振开关电源（Quasi-Resonant Power

Switching，QRPS），它是在 PWM 开关上附加谐振网络实现 ZCS（或 ZVS）的。用准谐振开关代替 PWM 开关，就可以从一种 PWM 变换形式直接得到相应的 ZCS（或 ZVS）准谐振变换电路。利用功率管 MOSFET 作为主开关时，ZCS-QRPS 的开关频率可设计到 2MHz，而 ZVS-QRPS 的开关频率可以做得更高，甚至达 10MHz，从而提高了开关电源的功率密度。

PWM 开关电源的特点是开关频率恒定，所以当输入电压或负载变动时，为保持开关电源输出电压不变，只要改变占空比即可。这是一种恒频控制方式，比较简单，而 QRPS 虽然实现了软开关，但是其输出电压与开关频率有关。为了使输出电压在各种运行条件下基本保持不变，必须调整频率，即采用调频控制方式。该控制方式比 PWM 复杂得多，而且变压器、电感器等磁性元件一定要按最低频率设计，不能做得太小。因此，进一步研究开发恒频调制的软开关技术将是实现开关电源质的飞跃，但实现准谐振电源还需要元件、工艺上的一些新技术。

4.3.1　采用高频率、高效率 MC34067 的准谐振开关电源

1. MC34067 的电路特点

MC34067 是准谐振开关电源，开关功率管在电压为零或电流为零时开关。这种电源的开关损耗在理论上降为零，没有尖峰电压干扰，纹波得到控制，尤其是电流的工作频率可以大幅度提高。谐振开关分为零电压开关和零电流开关两种，要真正产生类似正弦波的开关波形，一般需要添加较多的元器件，电路复杂，调试也比较困难。而准谐振技术不要求开关功率管在整个工作周期内都处于谐振状态，只需要开关功率管在开和关期间谐振，同样能达到零电压（ZVS）导通和零电流（ZCS）关断的目的。准谐振方式的主电路结构类似于 PWM 方式。MC34067 就是准谐振控制器开关电源主机芯片，该芯片由 Motorola 公司于 1998 年研制成功，其主要特点是：

1）为具有准谐振电路机能的开关电源，具有零电压导通、零电流关断、峰值电压低、噪声小、电源效率高等技术特点。

2）本电路采用双管正激式驱动，效果好，可靠性高，造价低，是目前市场上比较好的一种产品。

3）开关电源的工作频率可高达 1～2MHz，在高频高压的工作条件下不会出现磁饱和，因此电源体积可做得很小，为实现模块化创造了条件。

4）电路具有软启动功能，还具有欠电压、过电压、过电流、短路多种保护功能。当 10 脚的电压大于 1V 时，电路立即封锁。这种开关电源适合用在 AC 适配器、工业电气监控系统、工业自动化仪表、医疗设备、家用电器彩色复印机等领域，目前在市场上颇受欢迎。

2. MC34067 的工作原理

如图 4-12 所示，100～240V 交流电压经低通滤波回路滤除噪声干扰和传导干扰。低通滤波电路由 C_2、C_3、L_1、L_2 组成，用于共模滤波，C_1 是串模滤波电容。交流电压经第一次滤波后进入由 VD_1～VD_4 组成的桥式整流电路进行整流，再 C_4、C_5 滤波后，将得到的直流电压供给驱动晶体管 VT_3、VT_4 的漏极。另一路经降压电阻 R_{11} 向 IC 的 10 脚提供 1V 直流电压，用来检测输入电路的运行状况。当电源电压为 100～160V 时，开关 K 自动合上（自控方式可用晶闸管代替开关 K），电路进行倍压整流。电阻 R_1、R_2 是滤波电容的均压电阻。变压器 TR_1 的一次侧是平滑滤波电感，二次的感应电压经 VD_5 半波整流后供给 IC 的 15 脚作为 IC 的工作电压。

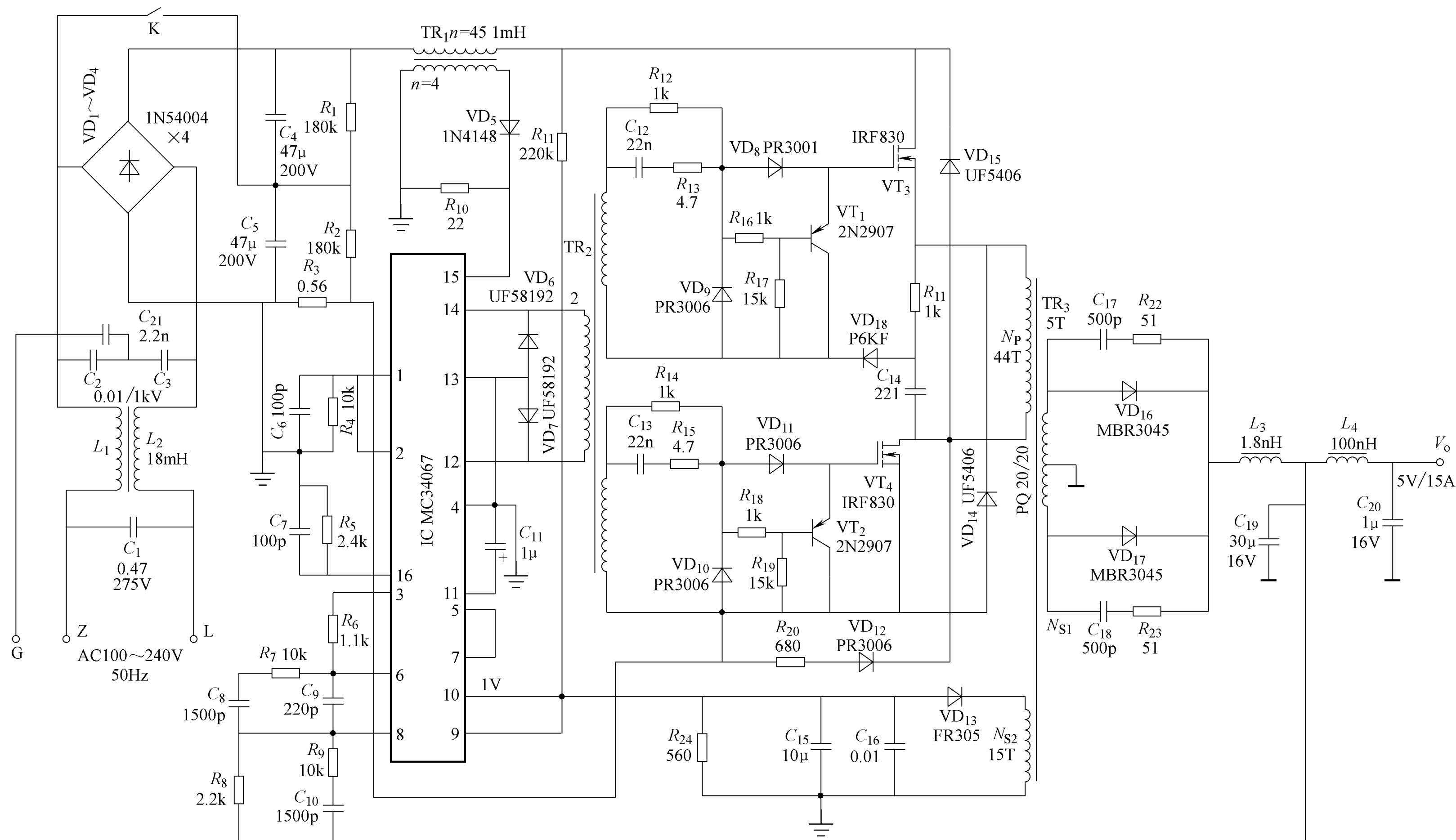


图 4-12　准谐振开关电源原理图

UC34067 配接桥式、推挽式或正激式双管开关电源电路，开关管（一般为场效应晶体管）的结间电容（C_r）与主变压器一次电感（L_r）构成谐振回路。当一只开关管关断时，由于 VT_3 或 VT_4 的漏—源结间电容的存在，可以认为开关管的两端瞬时电压为零，属于零电压关断，L_r 和 C_r 产生一次振荡。当 C_r 反向充电至峰值电压，回路电流为零时，另一路电路开通，此时属零电流开通。可见，只要固定两只开关的导通间歇时间（即死区）并将工作频率调整到谐振频率，就能获得理想的准谐振工作模式，这时的开关损耗及尖峰噪声都为零。图 4-13 是 MC34067 的内部结构框图。

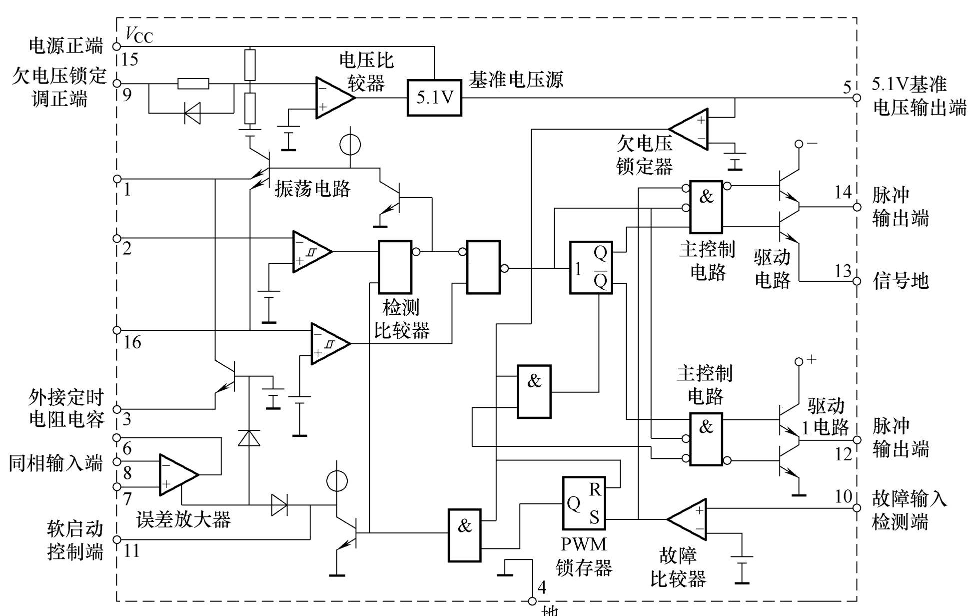


图 4-13　MC34067 内部结构框图

从结构框图可知：15 脚为电源正端 V_{CC}，工作电压为 8 ~ 20V，实际电压是 15V。9 脚为欠电压锁定调整端，当 V_{CC} 为 8V 时电路启动。9 脚电压越低，启动电压越高。5 脚为 5. 1V 基准电压输出端。由于准谐振要求固定死区，只是调整频率，因此振荡器的结构较为特殊，频率受误差放大器控制。该放大器有两级 RC 吸收回路。R_4、C_6 用于确定工作频率，调整 3 脚外接阻容元件的参数值可以改变频率范围。另一组 RC 吸收回路 R_5、C_7 被称为单次振荡回路，它用于控制死区时间，RC 值较小，放电快。C_7 上的电压降到 3. 6V 时，死区启动，开关管导通。死区时间直接受频率控制，负载电压变化产生的误差信号控制着开关频率。负载越重，频率越低，占空比越大。最高工作频率达 2MHz 以上。11 脚为软启动输入端。C_{11} 的取值一般为 1μF，延时约 30ms 时间。10 脚为故障输入端，当该脚电压超过 1V 时，主控制电路的输出立即封锁，可以起到过电压、短路保护作用。12、14 脚为两路脉冲输出端，其内部采用图腾柱推挽输出，最大输出电流达 1. 5A，适用于场效应晶体管及 IGBT。MC34067 电路中谐振电源主回路的参数非常重要，谐振回路中变压器一次漏感由绕制变压器的工艺所决定。测量漏感时，将二次侧短接，测量一次电感即为漏感。谐振电容由 C_7 与两只管子的结电容之和决定。由于结电容是随漏极电压的变化而变化的，计算时从手册中查出 C_{OSS} 的真值后再取平均值。一般可以先估算选定电容，再仔细调整死区，使单次振荡波形与工作波形匹配。

在图 4-12 中，TR_2 是脉冲变压器，调制脉冲由 11 脚和 14 脚分两路送至脉冲变压器的

一次侧，经耦合后送到 VT_1 和 VT_3、VT_2 和 VT_4 作复合功率放大。VD_6、VD_7 是脉冲变压器的两只限幅二极管。电阻 R_6 是改变工作频率范围的电阻。C_{12}、R_{12}、R_{13} 及 C_{13}、R_{14}、R_{15} 组成加速阻容电路，加速开关管的触发脉冲导通和截止，并滤除由变压器产生的尖峰杂波信号。电阻 R_{16}、R_{17} 及 R_{18}、R_{19} 用于保证晶体管 VT_1、VT_2 导通后可靠截止。二极管 VD_{18}、电阻 R_{11}、电容 C_{14} 是变压器一次缓冲网络吸收回路。VD_{15}、VD_{14} 是将变压器在电能传递过程中剩余的电能反馈给二次侧，对于变压器损耗降低、驱动晶体管漏—源极电压钳位以及削峰性能的提高都有所加强。电压输出采用两只扼流圈串联使用，有利于滤波电容容量减小和纹波电压降低。MC34067 电源由于具有调频范围大和软启动特点，许多生产商都采用，市场宽阔。

3. 高频变压器设计

H7C1 是铁氧体磁心，经常用在高频开关电源的正激、反激、半桥、推挽变换中，在这里将介绍变压器的设计方法和设计原则。

1）设计原则

① 选取高频变压器合适的匝比和电压比，使输入电压（V_P）降到最低（$V_{P(min)}$）时，输出电压 V_o 的变化仍在要求值之内。

② 输入电压升至最高（$V_{P(max)}$）、占空比最大（D_{max}）时，不允许磁心出现饱和，否则认为是废品。

③ 在负载输出功率最大时，温度只能在额定温升之内，否则将影响电源的安全、稳定。

④ 为使电源的效率高、损耗低，应使一次侧和二次侧的损耗相等，铜损与铁损也相等，漏感尽量减至最小。

2）满足设计原则的条件

① 根据正激式变换电路电感伏秒值相等，有

$$\frac{N_S}{N_P}V_S t_{on} = V_o T \tag{4-8}$$

式中，$\frac{N_S}{N_P}$为匝比。

反激式变换为

$$\frac{N_S}{N_P}V_S t_{on} = V_o t_{off} \tag{4-9}$$

半桥、全桥、推挽式变换为

$$\frac{N_S}{N_P}V_S t_{on} = 2V_o T \tag{4-10}$$

满足原则①应有 $V_{S(min)}$、$t_{on(max)}$，并考虑到二次侧二极管整流压降 V_{DF}，代入式（4-8）~式（4-10），则有

正激式：
$$n = \frac{V_o + V_{DF} + V_L}{V_{P(min)}}\frac{T}{t_{on(max)}} \tag{4-11}$$

反激式：
$$n = \frac{V_o + V_{DF} + V_L}{V_{P(min)}}\frac{t_{off}}{t_{on}} \tag{4-12}$$

桥式推挽：
$$n = \frac{2(V_o + V_{DF} + V_L)}{V_{S(min)}}\frac{t_{on(max)}}{T} \tag{4-13}$$

变压器一次绕组（N_P）上加电压 $V_{P(max)}$，在占空比最大（即导通时间为 $t_{on(max)}$）时，要保证磁心不饱和，要求变压器有足够的 N_P 值，多路开关电路（两个以上开关管）磁感应强度作 $-B_W$ ~ $+B_W$ 变化有足够大的范围。单路开关电路磁心中心柱截面积上的磁通 Φ 为

$$\Phi = A_e(B_W - B_r)$$

式中，B_W 为工作磁感应强度；B_r 为剩余磁感应强度；A_e 为磁心中心柱截面积。

$$N_P \geqslant \frac{V_{P(max)} t_{on(max)}}{A_e(B_W - B_r)} \tag{4-14}$$

多开关电路所需的一次绕组匝数为

$$N_P \geqslant \frac{V_{P(max)} t_{on(max)}}{2A_e B_W} \tag{4-15}$$

② 最大负载时功率输出，铜损和铁损都将升至最大。首先分析铜损。N_P 绕组的直流电阻为 R_{DC}：

$$R_{DC} = \frac{\rho N_P l}{A_P K} \tag{4-16}$$

式中，ρ 为电阻率$\left(\Omega \cdot \frac{mm^2}{m}\right)$；$A_P$ 为磁心窗口面积（mm^2）；K 为绕组面积占有率。

高频电流流过绕组时会产生集肤效应，使高频电阻比直流电阻大一定的倍数（K'），因此：

$$R_{HF} = \frac{\rho N_P^2 l}{A_P K} K'$$

式中，K'为高频电阻与直流电阻之比，$K' = R_{HF}/R_{DC}$。

变压器一次绕组的功耗为 $I_P^2 R_{HF}$。若一次侧和二次侧的铜损相等，则绕组上的总铜损为加倍值，即 $P_{Cu} = 2I_P^2$，$P_{HF} = 2I_P^2 \frac{\rho N_P^2 l}{A_P K} K'$。

再分析铁损。变压器的铁损随磁感应强度的 2.4 次方增加而增加。这种损耗随材料种类、形状及温度的不同而有所不同。图 4-14 和图 4-15 分别给出了 PQ 型磁心在开关频率为 50kHz 和 100kHz 时在不同温度下的允许最大输出功率。利用该曲线，可以根据电压、输出功率和指定的温升 ΔT 选用 PQ 型磁心。

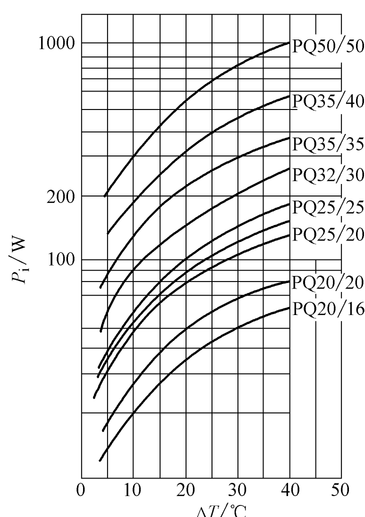


图 4-14　PQ 磁心的允许最大输出功率与温度的关系曲线（50kHz）

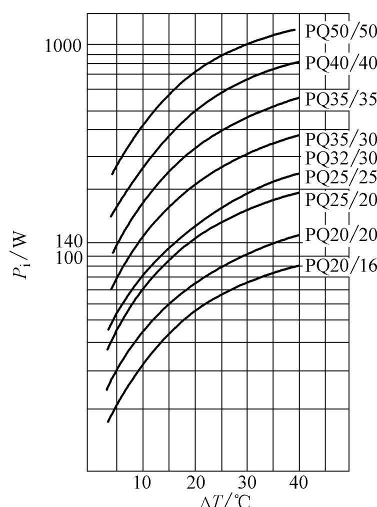


图 4-15　PQ 磁心的允许最大输出功率与温度的关系曲线（100kHz）

前面已讲过，变压器有铜损和铁损，其中铜损在一次绕组与二次绕组上的损耗相等时，总损耗最小。对线绕方法，应将一次绕组和二次绕组的位置尽可能安排得均等一些，一般采用一次绕组和二次绕组交替绕制。这种绕线方式可使漏感减小，绕组导线平均长度相等。但由于二次电流大，须用多股导线绕制。

现在介绍 MC34067 电源变压器的设计方法。

输入电压：100～240V，AC，50Hz。

输出参数：电压为 5V(DC)，电流为 15A(DC)。

设定工作频率 $f=100$kHz，整流二极管管压降为 0.8V，整流电感的压降为 1.0V，变压器允许温升 $\Delta T=35$℃。求变压器的各个参数。

输出功率：

$$P_o=(V_o+V_{DE}+V_L)I_o=(5+0.8+1.0)\times 15\text{W}=102\text{W}$$

考虑到变压器的铜损、铁损及其他的一些损耗，设电源效率为 90%，则输入功率 $P_i=P_o/\eta_1=102/0.9\text{W}\approx 113\text{W}$。由表 4-1 可知，根据多开关输入功率和 100kHz 的工作频率选用 PQ20/20 磁心。

同样，根据输入功率 P_i 和允许变压器温升，由图 4-7 选用 PQ20/20 磁心。

从表 4-1 可知，每伏输入电压对应的匝数 $N_{IT}=0.307$ 匝。

电源输入的最低直流电压 V_S 为

$$V_S=100\times 1.414\text{V}=141.4\text{V}$$

变压器一次绕组匝数 N_P 为

$$N_P=N_{IT}V_P=0.307\times 141.4\text{匝}\approx 43\text{匝}$$

考虑到 PQ20/20 允许输入功率达 140W，大于实际输入功率 113W，超出了 27W。为了提高变压器效率，减少二次匝数，取最大占空比 D_{max}为 0.4，依照式（4-11）则有：

$$N_{S1}=\frac{V_o+V_{DF}+V_L}{V_{P(min)}D_{max}}N_P=\frac{(5+0.8+1)\times 43}{141.4\times 0.4}\text{匝}=\frac{292.4}{56.56}\text{匝}\approx 5.2\text{匝}\approx 5\text{匝}$$

变压器 TR_3 的二次侧上下对称，各为 5 匝，中心接地。

检测绕组 N_{S2}的匝数为

$$N_{S2}=\frac{(V_1+V_{DE})N_P}{V_{P(min)}D_{max}}=\frac{(1+0.6)\times 43}{141.4\times 0.4}\text{匝}\approx 1.2\text{匝}\approx 1\text{匝}$$

4.3.2　采用输出低电压、大电流 L6565 的准谐振开关电源

实现电源低电压、大电流输出是开关电源向现代发展的要求，因为低电压大电流输出存在着集成化控制问题，新材料、新器件问题，还有大规模生产工艺等问题。L6565 和 L6561 结合解决了电路集成控制问题。电路用于 LCD 显示器和笔记本电脑电源等。

1. L6565 电路特点

1）满足大电流输出。首先要满足电路转换效率拓扑，它采用了有源钳位零电压开关和准谐振技术，这一技术使开关电路具有在大电流输出的状态下，具有较高的转换效率和较低的 EMI 干扰。

2）电源的消耗低。待机的功耗小，体积小、价格低，是 L6565 的特点之一，因为电路处在准谐振模式下运行，开关功率管的损耗理论上是零值软开关，开关电路所承受的电压应力可以做到最大，输出的功率也能设计到最大。

表 4-1 高频变压器 PQ 磁心设计用表

项序	参数名称		频率	PQ20/16	PQ20/20	PQ26/20	PQ26/25	PQ32/20	PQ32/30	PQ35/35	PQ40/40	PQ50/50
1	单开关电路输入功率 P_i/W ($\Delta T=30℃$)		50kHz	35	47	78	86	98	150	219	328	587
			100kHz	54	71	113	126	129	204	313	465	704
2	多路开关电路输入功率 P_i/W ($\Delta T=30℃$)		50kHz	70	95	156	173	187	284	429	649	1130
			100kHz	106	141	215	233	210	344	554	826	1520
3	每伏输入电压的匝数 N_{IT}	单、多路正激式电路 $D=0.4$	50kHz	0.502	0.502	0.277	0.310	0.259	0.278	0.251	0.226	0.149
			100kHz	0.302	0.307	0.194	0.211	0.197	0.202	0.176	0.159	0.124
		桥式等 $D=0.6$	50kHz	0.296	0.295	0.187	0.200	0.175	0.188	0.165	0.147	0.0995
			100kHz	0.197	0.280	0.131	0.148	0.156	0.155	0.128	0.116	0.0935
4	P_{Cu}铜损/W	括号内的值对应于 50kHz 正激式		0.235(0.272)	0.28(0.325)	0.41	0.41	0.44	0.55	0.65	0.826	1.11
5	P_{Fe}铁损/W			0.235(0.198)	0.28(0.325)	0.4	0.4	0.44	0.55	0.65	0.826	1.11
6	每匝绕组电阻 R_{IT}/Ω			1.33×10^{-4}	8.62×10^{-5}	1.27×10^{-4}	8.57×10^{-5}	1.02×10^{-4}	4.87×10^{-5}	3.21×10^{-5}	2.26×10^{-5}	2.18×10^{-5}
7	产生 30℃温升的磁感应强度增量 ΔB(包括铜损/T	正激式	50kHz	0.196	0.1960	0.192	0.173	0.162	0.152	0.147	0.152	0.128
			100kHz	0.162	0.1585	0.137	0.125	0.102	0.104	0.105	0.108	0.077
		桥式	50kHz	0.1658	0.167	0.147	0.133	0.128	0.112	0.112	0.1171	0.096
			100kHz	0.1245	0.123	0.101	0.09	0.0685	0.068	0.0723	0.0745	0.051
8	磁心中心柱截面积 A_e/mm^2			61	61	113	113	142	142	162	174	314
9	绕组平均长度 l/mm			44	44	56.2	56.2	67.1	67.1	75.2	83.9	104
10	可以绕线窗口面积 A_W/mm^2			47.4	65.8	60.4	84.5	80.8	149.6	220.6	326	433
11	窗口有效使用系数 K_0			0.34	0.38	0.36	0.38	0.40	0.46	0.52	0.56	0.54
12	热阻 R_T(热点)/(℃/W)			42.5	36	24.5	24.4	22.7	18.2	15.4	12.1	9.0
13	80℃时相应磁感应强度下的铁损 P_{Fe}/W		50kHz	$6.598\times10^{-10}\times B^{2.656}$	$3.994\times10^{-9}\times B^{2.741}$	$2.682\times10^{-9}\times B^{2.584}$	$3.048\times10^{-9}\times B^{2.602}$	$2.847\times10^{-8}\times B^{2.333}$	$3.541\times10^{-8}\times B^{2.358}$	$1.163\times10^{-8}\times B^{2.54}$	$9.735\times10^{-9}\times B^{2.589}$	$3.1\times10^{-8}\times B^{2.534}$
			100kHz	$8.11\times10^{-10}\times B^{2.734}$	$9.578\times10^{-10}\times B^{2.741}$	$1.375\times10^{-8}\times B^{2.487}$	$1.882\times10^{-8}\times B^{2.485}$	$9.884\times10^{-7}\times B^{1.996}$	$4.575\times10^{-7}\times B^{2.146}$	$1.058\times10^{-7}\times B^{2.374}$	$1.151\times10^{-7}\times B^{2.387}$	$2.27\times10^{-7}\times B^{2.47}$
14	电感系数 $A_L/(nH/N^2)$			≥5200	≥4260	≥9640	≥8000	≥12300	≥8670	≥10100	≥9150	≥10900

3）电路具有过电流、过电压、短路等保护功能。虽然电路的输出功率高达 120W，但它的效率提到 90%，非常安全、可靠。由于 L6561 在电路中起着有源功率因数调整，所以它的功率因数可达到 0.999。电路还采用输入电压前馈控制，这样它的输出功率基本上是恒功率输出。

4）电路采用同步整流技术，由于有了这种技术，使开关管的电压应力提高，开关管的漏—源极的阻抗降低，这样开关管提供快速导通和截止的通路，减小了因电流互感器在振荡变压器所产生的尖峰电压使功率管误动作所造成控制器失控。同时，变压器的漏电感的存在，使电路在漏感与电容的作用下产生谐振，保证开关管在零电压开关状态运行。

2. L6565 与 L6561 所组成电路工作原理

电路由输入低通滤波功能保护电路、抑制 EMI 和 RFI 电路、输入电压整流滤波电路、有源功率因数校正电路、准谐振直流转换输出电路、输出同步整流滤波电路、电压检测反馈取样电路等组成，如图 4-16 所示。电路用于笔记本电脑和 LCD 显示器等场合。

1）输入低通滤波及保护电路

交流输入电压通过 C_1、L_1、C_2、L_2 组成两级滤波电路，分别对低于 10MHz 和高于 30MHz 的电磁杂波进行抑制和旁路，消除电路的传导干扰和辐射干扰。FU 是输入电压过电压或过电流熔丝，R_t 是输入回路负温度系数热敏电阻，它们是防止电源因温度过高，起着过温保护作用，电容 C_2、C_3 串接在输入电压的中线与相线之间，起着抑制共模干扰，通常称为 Y 电容。如何消除体积小的开关电源的热量传导与抑制 EMI 干扰是这种输出低电压、大电流设计最难的课题之一，我们知道抑制 EMI 干扰主要决定于 L_1、L_2 的电感量，低电感对抑制高频段有利、高电感对抑制低频段有利，从统筹着想，设计两级滤波抑制电路显得非常重要。为安全，R_1 是泄放电阻，防止电容在放电期间，发生电击。

L6565 的第 2 脚是将输入电流检测和输出电压前馈电路的输出信号进行比较，决定 MOSFET 关断时间，如果 2 脚电压超过 2V 门限，比较器则启动，栅极驱动截止，这就是过电流保护。

2）功率因数校正电路

有源功率因数校正不但是对开关电源非常重要，同样是对电子镇流器和其他一些电子设备不可缺少的电路组件，有关 PFC 的电路工作原理在 4.1 节中已作详细介绍，这里不再重复。但我们必须注意到，PFC 的输出电压不但与设置电阻 R_{23} 和 R_6+R_8 的分压电阻有关，还与脉宽调制占空比 D 有关，输出电压的计算公式是

$$V_{out}=\frac{V_{in}}{(1-D)}$$

当输入电压 $V_{in}=96V$，$D=0.76$ 时

$$V_{out}=\frac{96}{(1-0.76)}V=400V$$

当输入电压 $V_{in}=265V$，$D=0.3375$ 时

$$V_{out}=\frac{265}{(1-0.3375)}V=400V$$

保持输出电压 400V 不变，占空比 D 在变化。D 的加大，使调制功率管 MOSFET 的导通时间加长，功率损耗加大，最好的办法是降低电 R_{23} 的阻值，达到占空比 D 在较小范围内变化。IC_1、R_{23}、R_6、R_8 以及占空比 D 都是 PFC 的控制元器件。VT_2 的基极电压由 R_{11}、R_{12} 分压取得，当输入电压为 AC 86V 时，VT_2 的基极电压低于 VT_2 基极—射极的导通电压，VT_2 截止，这时 PFC 的输出电压由电阻 R_{23} 和 R_6、R_8 分压取得；当输入电压大于 AC 150V

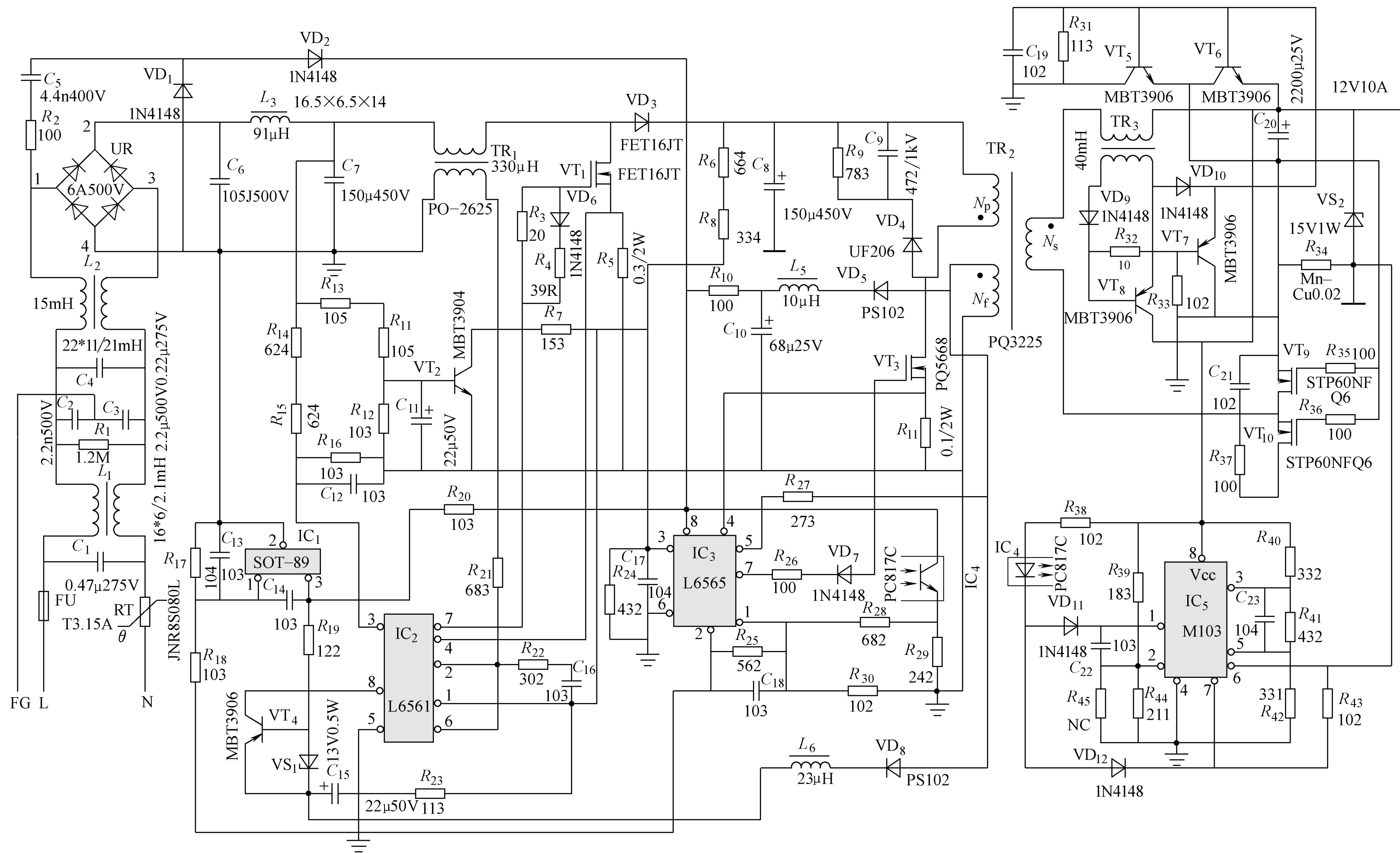
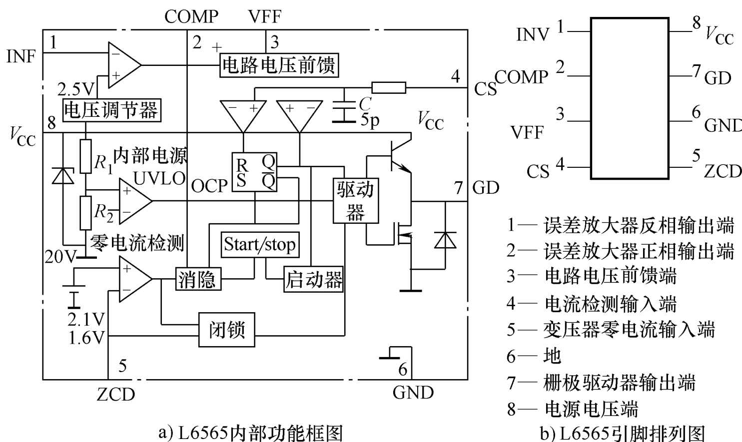


图 4-16　低电压、大电流输出 L6565 准谐振开关电源

时，VT_2 导通，这时 R_{23} 和 R_{12} 并联，PFC 输出电压达到 400V 左右。

3）L6565 的供电电路

L6565 的 8 脚是它的电源电压端，其启动电压是 13. 5V，关闭电压是 9. 5V。交流输入电压的一路，经 R_2、C_5 降压，VD_1、VD_2、C_{10} 整流滤波后，向 IC_2 的 8 脚提供启动电压，IC_3 的 7 脚向 VT_3 的栅极输出驱动脉冲，使变压器振荡，N_F 反馈绕组的电压经 VD_5 整流，由 L_5、C_{10} 滤波，向 IC_3 提供 13. 5V 的工作电压。由图 4-17a 的内部结构图可知，一旦 V_{CC} 脚导通，它的内部所有电路工作电压由电压调节器产生的 7V 电压向各个部分提供动力源，如果 V_{CC} 的电压降至 9. 5V 以下，驱动器立即停止输出，L6565 的驱动管截止，输出被关断。



a) L6565内部功能框图　　b) L6565引脚排列图

图 4-17　L6565 内部功能及引脚排列图

4）零电流检测电路

L6565 的零电流检测信号（ZCD）是从振荡变压器 TR_2 的反馈绕组 N_F 获得的，经电阻 R_{27} 进入 IC_3 的第 5 脚，如果施加到 5 脚上的脉冲为负值而且在 −1. 6V 以下时，IC_3 的 7 脚将向 VT_3 输出触发脉冲。如果施加到 5 脚为正向触发脉冲，而且脉冲的上升沿达到 5. 2V，这时 IC_3 的 7 脚将向 VT_3 输出关断信号，关断信号发出以后，在 3. 5 ~ 10μs 的消隐时间内，ZCD 阻止任何负向脉冲进入第 5 脚，并实现频率变换。这种频率变换，是为了防止准谐振（QR）回扫变换电路的开关频率过高，影响 IC_3 对开关管的关断时间给予限制，当电路的负载电流和输入电压超过正常电路设定值时，零电流检测系统将立即进入频率变换，这种频率变换的结果，就是电路实施过电流、过电压保护的功能。图 4-17b 是它的引脚排列图。

5）同步整流电路

振荡变压器利用高频振荡将电能由一次侧传递给二次侧，对传入的电流相位相同进行二次或三次谐波整流平波，称为同步整流。同步整流电路包括振荡变压器 VT_2、并联晶体管 VT_5、VT_6。

MOSFET 管 VT_9、VT_{10}、整流二极管 VD_9、VD_{10} 以及周边的电阻、电容等所组成。设计同步整流是为了取得最大的输出电流和最低的电流纹波。TR_3 是电路滤波电感也称电流变压器。它的磁心选用 N30 材质环形磁心。电阻 R_{37}、电容 C_{21} 以及电阻 R_{31}、电容 C_{19} 组成快速充放电网络，使 MOSFET 管 VT_9、VT_{10}、晶体管 VT_5、VT_6 快速放电，减小因电流变压器 TR_3 的电磁感应所产生的尖峰电压使整流二极管误动作，影响输出电流电压的质量、加大整流的功率损耗。电阻 R_{34} 是电流负反馈取压电阻，用它来调节负反馈的深度，使功率输出

稳定。

6）误差负反馈及保护电路

负反馈是使电路性能稳定所采用的主要方法。误差反馈及保护电路主要由 IC_4、IC_5、VD_{11}、R_{38}、VD_{12}、R_{39}、R_{44}、C_{22}等元器件组成。IC_5 的工作电压取自电路的输出电压，该电压又经 R_{40}加到 IC_5 的3脚，在 IC_5 的内部产生2.5V的精密电压。R_{39}、R_{44}经过分压连到输出端，反相分压电压加到 IC_5 的2脚上，它与 IC_5 的3脚同相输入的基准电压进行比较，其差值由 IC_5 的第1脚输出。电路的恒压控制模式是：R_{38}→IC_4→VD_{11}→IC_5 的1脚形成电压控制回路；恒流控制回路是：IC_5 的第5脚→R_{41}→R_{42}分压后，与由6脚输入的反相信号进行比较，再经6脚输出电流信号，此信号电流在电阻 R_{34}产生压降。当输出电流增加时，6脚的控制电压大于5脚的设定电压，此时，IC_4 发光二极管的电流经 VD_{12}流向7脚，使7脚输出低电压，实现恒流输出的目的。IC_4 的电流也可由 VD_{11} 流入1脚，这时7脚输出高电压。VD_{11}、VD_{12}组成“或门”电路，IC_4 的电流流向决定电路输出电压的高低。利用精密稳压源TL431和光耦合器PC817C是一般开关电源所普遍应用的负反馈控制电路，本电路采用误差放大器输出 IC_3 的2脚与反相输入（1脚）之间 R_{25}、C_{18}组成的 RC 网络，用作控制环路补偿，这种反馈方式，是要求L6565作为准谐振同步方式才被采用。

4.4　单片开关电源

单片开关电源是在1996年推出的单片集成开关电路，被誉为“顶级开关电源”。它具有单片集成化、最简单的外围电路、最佳的性能指标、能完全实现电气隔离等特点。该产品具有强大的生命力和很好的经济效益，为高效、新型开关电源的推广和普及创造了良好的条件。目前生产的单片开关电源主要有TOPSwitch、TOPSwitch-Ⅱ、TinySwitch、Switch-FX、Switch-GX等，均为美国IP公司的产品。根据引出端的数量，单片开关电源可划分成三端、四端、五端、六端多种系列。

4.4.1　恒压/恒流式LED驱动TOP227Y开关电源

TOP227Y属于TOPSwitch-Ⅱ系列，是新型、高效、低成本的电源芯片。电源常用于笔记本电脑、电视机、DVD和VCD、录像机等。

1. TOP227Y的性能特点

1）将脉宽调制（PWM）控制系统的全部功能集成到三端芯片中，内含脉宽调制电路、功率开关场效应晶体管（MOSFET）、自动偏置电路、保护电路、高压启动电路和环路补偿电路。通过高频变压器使输出端与电网完全隔离，真正实现了无工频变压器，实现了开关电源单片集成化，使用安全可靠。在电路结构上由于采用COMS电路，使电源功耗显著降低。它不需要接大功率过电流检测电阻和功率驱动电路，外部也不必提供启动时的偏置电流。

2）单片三端开关电源属于漏极开路输出并且利用电流来线性调节占空比的AC/DC电源转换器，即电流控制型开关电源，控制方式简便，调节灵活。

3）输入交流电压和频率范围极宽。作固定电压输入时可选110/230V交流电，允许变化±15%；在宽范围输入电压时，适配85～265V全球通用电源。电源的频率范围是47～440Hz，其电压调整率 $S_V=\pm0.7\%$，负载调整率 $S_I=\pm1.1\%$。若采用光耦合器和精密稳压源TL431构成外部误差放大器，则 S_V、S_I 可以达到±0.2%，电源品质得到了进一步提高。

4）TOP227 只有 3 个引出脚，可以同三端线性集成稳压器的外貌相媲美，能以最简单的结构方式构成无工频变压器的反激式开关电源。这种电路能完成多种控制、偏置及保护功能。它的输出控制端属于多功能引出端，实现一脚多用。它在连续和不连续两种不同模式下都有应用的价值，能构成大小功率各异的、用途广泛的各种普通型或精密型开关电源。

5）外围电路简单，所用元器件很少，成本较低。外部仅接低通滤波器、整流滤波器、高频变压器、反馈电路和输出整流电路。开关电源的工作频率一般为 100kHz，可在 80 ~ 120kHz 范围内正常工作；占空比调节范围是 1.7% ~67%，比一般反激式开关电源的占空比大许多。

6）电源效率高。三端开关电源将很多功能集成在一起，功能多，功耗低，电源效率可达到 90%，被誉为节能电源；具有保护功能，实现无工频变压器隔离安全电源；电源稳定性好、纹波电压低、体积小是这种电源最特殊的特点。

7）采用 TOP227Y 制作的开关电源能降低电磁干扰（EMI）。同时，对电网的传导噪声干扰有一定的防护能力和抑制能力。芯片的工作温度是 0 ~70℃。

2. 恒流恒压 LED 驱动工作原理

图 4-18 所示为恒流、恒压 LED 驱动电源的原理图。它采用一片 TOP227Y 型单片开关电源（IC_1），配 TL431A 精密稳压源及 PC817A 型线性光耦合器（IC_2）。230V 交流输入电压经由 C_1 ~ C_3、L_1 组成的 EMI 低通滤波器、整流桥 UR 和输入滤波电容 C_4 得到大约为 325V 的脉动直流高压 V_1，再通过一次绕组接到 TOP227Y 的漏极。R_2 是电容 C_4 的泄放电阻，防止电路在断电瞬间电容 C_4 的高压对 IC_1 造成冲击，C_4 中所储存的电量对电路测量维修不利。在交流电进入电路前由 EMI 低通滤波，以防止 20MHz 次下的电磁干扰和电源进线的传导干扰。RT 是热敏电阻，超过温保护的作用，RT 的选用非常重要，否则将使功耗增加，RT 的作用使 C_3、C_{15}在放电时将电量旁路，避免 L、N 进线带电。IC_1 在高频工作期间，高频变压器一次绕组因漏感会产生尖峰电压，利用 VD_1、R_3、C_5 组成尖峰电压钳位电路，它与VS_1 ~ VS_3 一起，对 MOSFET 开关管电压 VD_S 进行分压钳位，以保护 IC_1 不受损坏。二次绕组电压经 VD_2、VD_3 整流 C_{10}滤波后，再通过 L_2、C_9 滤波后，获得 7.5V 直流电压输出，VD_2、VD_3 是一只共阴极的肖特基二极管，反向恢复时间只有 10ns。反馈绕组的输出电压经 VD_4、C_7 整流滤波后得到 25V 的反馈电压，经 R_5 限流为光耦合器 IC_2 的光敏晶体管提供电源。C_6 是旁路电容，与 R_6 一起兼作频率补偿并决定自动重启频率，R_6 又为反馈绕组的假负载，限制反馈电压的升高。

TOP227Y 电路有两个控制环路：电压控制环路和电流控制环路。电压控制环路由 VS_4 和 IC_2 组成。它的作用是：当输出电流较小时，电路控制在恒压输出模式，这时稳压二极管 VS_4 有电流通过，输出电压由稳压二极管的稳压值和光耦合器中的发光二极管正向压降所决定。电流控制环则由 VT_1、VT_2、电流检测电阻 R_{11}、光耦合器 IC_2、电阻 R_9、R_7、R_8、R_{12} 和电容 C_{10}组成。图中 R_{11}检测输出电流值。R_7、R_8 分别用来设置 VT_1、VT_2 的集电极电流值。R_7 决定电流控制环的直流放大倍数。C_{10}是频率补偿电容，防止产生自激振荡。在启动时，瞬态峰值电压使 VT_2 导通，R_{12}对发射极电流进行限制。R_9 的作用是将 VT_2 的导通电流经 VT_1 旁路掉，使电流不经过 R_{10}进入 IC_2 的发光二极管。电流控制环的工作过程是：当输出电流 I_o 接近 1A 电流时，$V_{R4}\uparrow \rightarrow VT_2$ 导通$\rightarrow V_{R8}\uparrow \rightarrow VT_1$ 导通$\rightarrow I_{C1}\uparrow$，使光耦合器发光二极管亮度增加，迫使占空比 D 下降，促使输出电压 V_o 下降。由于 V_o 的下降 V_{DZ1}不被击穿，它没有电流通过，因此，这时电压控制环开路，LED 驱动电源转入恒流模式。

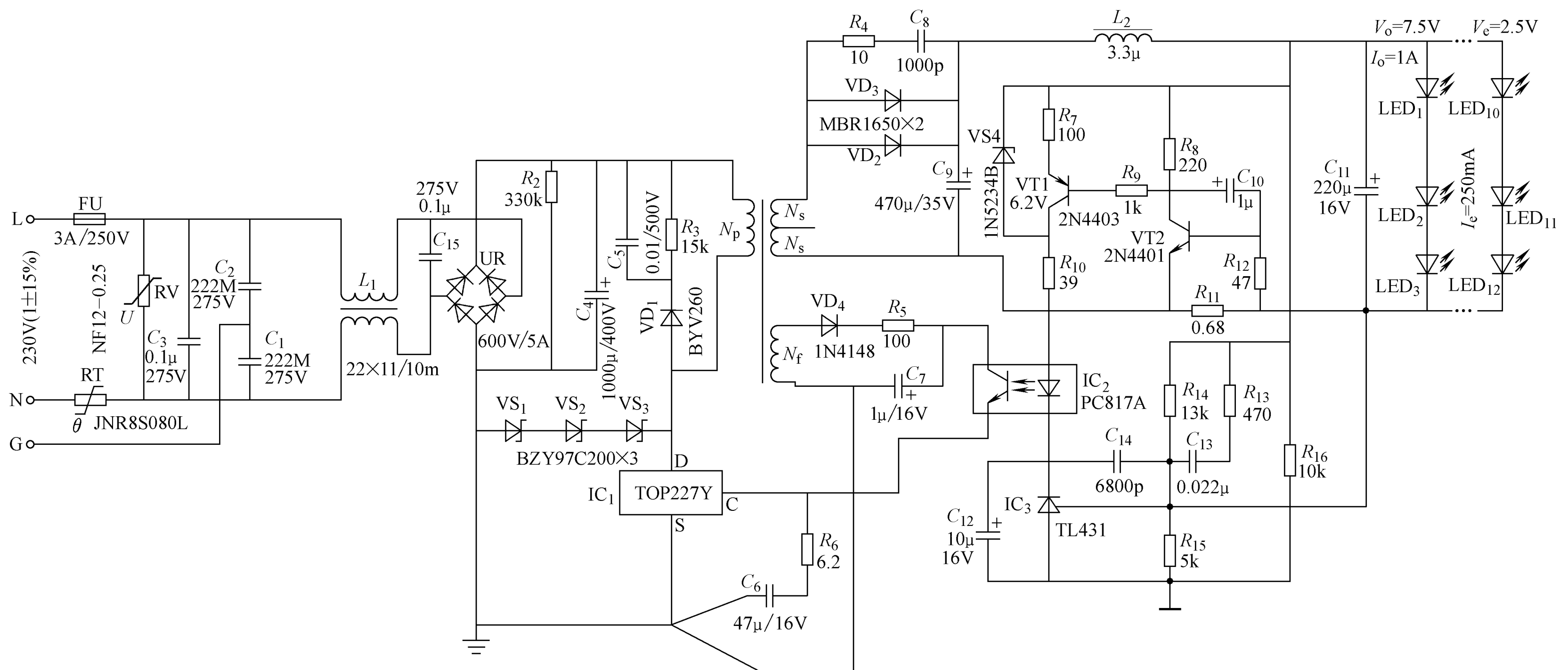


图 4-18　恒流恒压 LED 驱动 TOP227Y 开关电源原理图

该电源既可以工作在 7.5V 的稳压输出状态，又能在 1A 受控电流下工作，恒流输出的准确率为 5%。当输入电压从 85～265V 时，交流输出电压变化很小，当输出电流 $I_o=0.98A$ 时，电流控制环不起作用，但一次电流仍受 TOP227Y 的最大电流的限制，这时 V_{R8}上升，通过 VT_2、VT_1 使光耦合器电流快速下降，迫使 TOP227Y 进入自动重启状态。这说明，当电流控制环失控时，电路会立即从恒流模式转入自动重启状态，将输出电流 I_o 拉下来，起着过电流保护的作用。

电源所接的 LED 驱动负载为 4 组灯串（每组 3 只 LED），其 4 组灯串总电流为 250mA × 4 = 1000mA，灯串并联两端的电压为 2.5V × 3 = 7.5V，与输出电路负载相配备。

3. TOP227Y 恒功率电路设计

（1）电流控制回路设计

电流控制回路由 VT_1、VT_2、R_{10}、R_{11}、R_9、R_8、R_{12}、C_{10}和 IC_2 等组成。下面将介绍输出电流的期望值。R_{12}是 VT_2 的基极偏置电阻，因基极电流很小，而 R_{11}上的电流很大，所以 VT_2 的发射极压降 V_{BE2}全部落在 R_{11}上。

设 $V_{BE2}=0.7V$，当室温上升 20℃时，温度系数 $\alpha_t=-2.1mV/℃$，则

$$R_{11}=\frac{V_{BE2}}{I_o}=\frac{0.7V}{1A}=0.7\Omega\text{，取 }0.68\Omega$$

$$I_o'=\frac{V_{BE2}-\alpha_t'\Delta T}{R_{11}}=\frac{0.7V-2.1\times20\times10^{-3}V}{0.68\Omega}=0.97A$$

恒流的准确度为 $$r=\frac{I_o'-I_o^*}{I_o}\times100\%=\frac{0.97-1}{1}\times100\%=-3\%$$

计算结果与设计指标相吻合。

（2）电压控制回路设计

恒压输出电压由下式确定：

$$V_o=V_{Z1}+V_F+V_{R10}=V_{Z1}+V_F+I_{R10}\cdot R_{10}$$

式中，$V_{Z1}=6.2V$，$V_F=1.2V$。令 R_{10}上的电流为 I_{R10}，VT_1 集电极上的电流为 I_{C1}，光耦合器上的电流为 I_F，显然 $I_{R10}=I_{C1}=I_F$。这 3 个参量随输入电压（V_1）、输出电流 I_o 以及电流传输比（CTR）的变化而变化。TOP227Y 的控制电流 I_C 的变化范围从 2.5mA（对应于最大占空比 D_{max}）到 6.5mA（对应于最小占空比 D_{min}），现取中间值 $I_C=4.5mA$，则有

$$I_{R11}=\frac{I_C}{CTR}$$

现取 $CTR=120\%\sim160\%$ 的中间值 140%。将 $I_C=4.5mA$，$CTR=140\%$ 代入上式，得到 $I_{R11}=4.5mA/1.4=3.21mA$。令 $R_{10}=39\Omega$，则 $V_{R10}=3.21\times10^{-3}A\times39\Omega=0.125V$。所以输出电压

$$V_o=V_{Z1}+V_F+V_{R10}=6.2V+1.2V+0.125V=7.525V\approx7.53V$$

（3）反馈电压的计算

反馈电压的计算包括两个内容：①在恒流模式下计算反馈绕组的匝数 N_F。要在恒流模式下计算反馈绕组的匝数，是因为在恒流时，输出电压 V_o 和反馈电压 V_{FB}都在快速降低。V_o 仅为 2V，只有 V_{FB}足够高时，才能进入恒流区正常工作。②在恒流模式下，计算反馈电压 V_{FB}。当 $V_o=7.5V$ 时，V_{FB}也会达到最大值，只有算出 V_{FB}值，才能为选择光耦合器的耐压值提供依据。反馈电压由下式计算：

$$V_{FB}=(V_o+V_{F4}+I_oR_{11})\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F3}$$

式中，V_{F4}和V_{F3}分别为VD_4和VD_3的正向导通电压降，N_S为二次绕组的匝数。由上式可推导出：

$$N_F=\frac{V_{FB}+V_{F3}}{V_o+V_{F4}+I_oR_{11}}\cdot N_S$$

在恒流模式下，当负载加重（即负载电阻减小）时，V_o和V_{FB}会自动降低，以维持恒流输出。为了使开关电源从恒流模式转换到自动重新启动状态，能给TOP227Y提供合适的偏压，要求V_{FB}至少比恒流模式下控制电压的最大值高出3V。假设$V_F=9V$，$V_o=V_{omin}=2V$，$V_{F4}=0.6V$，$V_{F3}=1V$，$R_{11}=0.68\Omega$，$N_S=12$匝，代入上式，计算出反馈绕组匝数N_F：

$$N_F=\frac{(9+1)\times12}{2+0.6+2.0\times0.68}=30.3\approx30匝$$

在恒流模式下，$V_o=7.5V$，最大输出电流$I_o=1.03A$代入上述公式求出V_{FB}：

$$V_{FB}=(V_o+V_{F4}+I_oR_{11})\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F3}=(7.5+0.6+1.03\times0.68)\times\frac{30}{12}-1=22.0V$$

这就是反馈电压的额定值，选择光耦合器时，光敏晶体管的反向击穿电压必须大于20.0V，图4-18中所用的PC817A的反向击穿电压为35V，完全满足需要，是安全的。该电路在恒功率失调情况下，还设计有精密稳压负反馈控制的脉宽平衡调制系统，为确保LED驱动安全又设置了一道安全屏障。下面计算输出反馈电阻R_{16}：

反馈电流　$I_F=V_{REF}/R_{15}=2.5V/5\times10^3\Omega=500\mu A$

$$R_{16}=\frac{V_o-V_{REF}}{I_F\times10^{-6}}=\frac{7.5V-2.5V}{500\times10^{-6}A}=10k\Omega$$

电路图中的R_{15}、R_{16}及R_{11}选用精密金属膜电阻。

4. TOP227Y的内部结构

TOP227Y属于TOPSwitch-D系列产品，它的内部电路框图如图4-19所示。

该电路主要包括以下几部分：控制电压源、带隙基准电压源、高压电流源、振荡器、并联调整器/误差放大器、脉宽调制（PWM）比较器、过电流保护电路、过热保护及上电复位电路、关断/自动启动电路、门驱动级和输出级。图中Z_C为控制端的动态阻抗，R_{FB}是误差电压检测电阻，R_A与C_A构成截止频率为7kHz的低通滤波器。TOP227Y的基本工作原理是利用反馈电流I_{FB}来调节占空比D，达到稳压的目的。下面分别介绍各单元电路的工作原理。

（1）控制电压源

从图4-19可知，控制电压V_C向并联调整器和门驱动级提供偏置电压，而它的控制电流I_C则对占空比起调节作用。在CS极间接一只47μF的补偿电容C_6可为门驱动级供给直流电，并且由它决定自动启动频率和启动时间，同时控制环路进行电流补偿。V_C有两种工作模式：一种是滞后控制，用于电路启动和输出过载两种情况，它的控制形式是延时控制；另一种是并联调节，都是用于分离误差信号与控制的高压电流源。自动启动电路中的比较器具有滞后特性，通过控制高压电流源的通断使V_C在4.7~5.7V范围内。电路刚启动时，由高压电流源提供控制电流I_C对C_T（在芯片外部，图4-19中未画出）充电。当控制电压V_C达到5.7V时，高压电流源被关闭，脉宽调制器和功率MOS管开始工作，控制电流I_C改为向反馈电路提供电流。动态电阻Z_C与外部阻容元件共同决定电路控制环路的运行状况和补偿

图 4-19　TOP227Y 的内部电路框图

特性。

（2）带隙基准电压源

带隙基准电压源除向内部各回路提供基准电压之外，还产生一个具有温度补偿作用并可调整的电流源，用来精确设定振荡频率和门驱动级的电流。

（3）高压电流源

电路在启动或滞后调节模式下，高压电流源经过电子开关 S 给内部电路提供偏置电压，并且对 C_T 进行充电。电源正常工作时，S 改接内部电源，将高压电流源关断。

（4）振荡器

单片内部振荡电容在所设定的上、下阈值电压 V_H、V_L 之间保证周期性的线性充、放电时间，便产生了受到控制的脉宽调制所需要的锯齿波；与此同时，还产生最大占空比信号（D_{max}）和时钟信号（CLOCK）。为防止电磁干扰，提高电源效率，振荡频率（即开关频率）设计为 100kHz，通过调节基准电流可控制开关高频率的准确度。需要指出，对于 TOP227Y 系列而言，定义漏极脉宽调制信号中的开通电平时间 t 与周期 T 的百分比为占空比 D，即 $D=\frac{t}{T}\times100\%$。其最小典型值 $D_{min}=1.7\%$，最大典型值 $D_{max}=67\%$，在这个范围内，占空比 D 是成线性调制的。

（5）并联调整器/误差放大器

并联调整器的作用是，当加到控制端的反馈电流超过设定电流值时，就通过并联调整器进行分流，确保控制电压不超过 5.7V。误差放大器的增益由控制端的动态电阻 Z_C 来设定。Z_C 的变化范围是 10～20Ω，典型值为 15Ω。误差放大器的同相输入端接 5.7V 基准电压，作为参考电压；输出端接一只 P 沟道场效应晶体管，起缓冲放大作用。控制电压 V_C 经过 Z_C、P 沟道场效应晶体管和电阻 R_{FB} 分压后，获得反馈电压 V_{FB} 并加至误差放大器的反相输入端。误差放大器对反馈电压 V_{FB} 与 5.7V 基准电压进行比较之后，输出误差电流 I_r。I_r 流过电阻

R_{FB}时，就在其上形成了误差电压 V_r，V_r 去调节脉冲占空比。控制电流 I_C 可以直接从反馈电路上获取电压并接到光耦合反馈电路上，由光耦合器输出，取得控制电流并实现光隔离的技术要求，还能提高电路的控制灵敏度。

（6）脉宽调制器

脉宽调制器是开关电源中最基础、最重要的技术之一，TOP227Y 采用电流控制反馈式控制方式。它具有以下两层含义：

第一，通过改变控制电流 I_C 的大小，能连续调节脉冲占空比，实现脉宽调制（PWM）。D 与 I_C 呈线性关系，特性曲线如图 4-20 所示。从图 4-20 中可以清楚地看出：控制电流 I_C 在 2.0 ~ 6.0mA 范围内，与 D 呈反比线性关系，当 I_C 增大时 D 减小，反之当 I_C 减小时 D 增大。比例系数就是曲线的斜率，也是脉宽调制器的增益，$K=-16\%/\text{mA}$，因此占空比由下式确定：

$$D=KI_C=-(16\%/\text{mA})I_C$$

式中的负号表示反比。

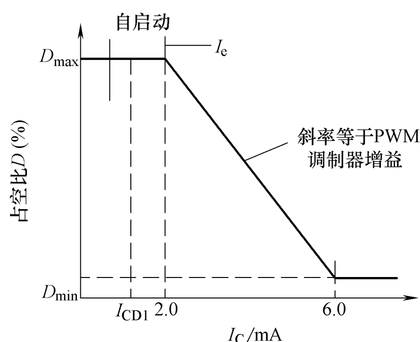


图 4-20　占空比与控制电流的关系

最大占空比信号（D_{max}）直接加到主控门 YF 的第一个输入端。

第二，误差放大器输出电压 V_r 经 R_A、C_A 组成的截止频率为 7kHz 的低通滤波器处理后，去掉开关噪声电压并加到 PWM 比较器的同相输入端，再与锯齿波电压 V_j 进行比较，产生脉宽调制信号 V_{PWM}。V_{PWM}通过与门 Y_1、或门 H 之后，可将八 D 触发器 Ⅰ 置零，使 $Q=0$，把 MOSFET 关断；而时钟信号再把八 D 触发器 Ⅰ 置位，使 $Q=1$，又使 MOSFET 导通，从而实现了脉宽调制信号和时钟信号的相互作用，促使 PWM 功能转换输出。在这里，时钟信号在转换过程中起到同步的作用。

由此可知，控制端电压 V_C 用来提供偏压，控制端电流 I_C 则用于调节占空比，依此来调节输出脉冲宽度。TOP227Y 是电流控制型 PWM 开关电源，采用固定开关频率（100kHz）而占空比可调的工作方式。这种工作方式调制灵活，占空比调节范围大，使得输入交流电压在宽带变化的条件之下，而输出电压依然恒定。

（7）过电流保护电路

该电路利用 MOSFET 的漏—源导通电阻 $R_{DS(ON)}$来代替外部过电流检测电阻 R_S。当输出电流 I_o 越值（即 MOSFET 的导通电压大于阈值电压）时，片内比较器就发生翻转，输出信号变成高电压。此电压经过与门 Y_1、或门 H 将八 D 触发器 Ⅰ 置零，使 MOSFET 关断，起到过电流保护作用。TOP221Y ~ TOP227Y 的结构设计可以不用外部大功率过电流检测电阻，这样既省掉了外围元器件，又降低了电源功耗。另外，还对反相输入端极限电压采取了温度补偿措施，以消除因 $R_{DS(ON)}$ 随温度变化而引起 I_D 的波动。TOPSwitch-Ⅱ的极限电流典型值、最小值和最大值见表 4-2。

表 4-2　TOPSwitch-Ⅱ 的极限电流典型值、最小值和最大值

型号	TOP221Y/P	TOP222Y/P	TOP223Y/P	TOP224Y/P	TOP225Y	TOP226Y	TOP227Y
I_{LIMIT}/A	0.25	0.50	1.00	1.50	2.00	2.50	3.00
$I_{LIMIT(min)}$/A	0.23	0.45	0.90	1.35	1.80	2.25	2.70
$I_{LIMIT(max)}$/A	0.28	0.55	1.10	1.65	2.20	2.75	3.30

每一种开关电源设计，都要限制最大输出功率 P_{om}（$P_{om}=I_{om}V_o$），为的是保证电源长期使用安全。

举例来说，对于 TOP224P，$I_{LIMIT}=1.50A$，在 85～265V 宽交流电压范围内，$P_{om}=20W$。此时选出 15V/1.33A 或者 10V/2A，最大输出功率均为 20W，而后者 $I_{om}>I_{LIMIT}$。2A 的输出电流是不能接受的。

此外，芯片还具有初始输入电流限制功能。刚通电时，应将整流后的直流电流限制在 $0.6I_{LIMIT}$。利用前沿闭锁电路的作用，在 MOSFET 刚导通时，将电流比较输出的上升沿封锁 180ns，使输入脉冲得到延缓。这样可以避免一次电感和二次整流管在反向恢复时间未结束时产生峰值电流而导致开关脉冲提前结束，出现非矩形失真。

（8）过热保护电路

TOPSwitch-Ⅱ正常时在 110℃以下的温度下工作，如果芯片结温 $T_j>135℃$时，过热保护电路就输出高电平，将八 D 触发器Ⅱ置位，$Q=1$，$\overline{Q}=0$，主控门关断输出级。此时，V_C 进入滞后调节模式，控制电压 V_C 也变成幅度为 4.7～5.7V 的锯齿波。若要重新启动电路，需断电后再接通电源上电复位，或者将 V_C 降至 3.3V 以下达到 $V_{C(RESET)}$ 值，再利用上电复位电路将八 D 触发器Ⅱ置零，$Q=0$，$\overline{Q}=1$，使 MOSFET 恢复工作。

（9）关断/自动启动电路

芯片的关断/自动启动电路一般处于“休眠”状态，一旦调节失控，关断/自动启动电路立即进入导通状态，芯片在 5% 占空比下运行，同时切断从外部流入控制端的电流 I_C，V_C 再次进入滞后调节模式。V_C 控制电压也变为具有一定幅值的锯齿波。假如故障已排除，V_C 又回到并联调整模式，自动重新启动，电源恢复正常工作。

（10）门驱动级和输出级

门驱动级是该芯片的最后一道工作程序，对决定芯片的放大能力和耐压能力具有重要意义。门驱动级所使用的材料一般是 N 沟道场效应晶体管。在主控门的控制之下，门驱动级按规定的开关工作频率（100kHz）不使失真地传递脉冲驱动信号。驱动管的漏—源极间导通电阻是决定该芯片的结温和工作效率的重要参数。当 $V_{DS}=560V$，环境温度 $T_A=125℃$时，驱动 MOS 管的漏—源极间的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为 25.7Ω，关断电流 I_{DSS} 为 250μA，MOSFET 的漏—源击穿电压 $V_{(BR)DS}\geqslant 700V$，因此 TOP227Y 系列的使用电压不能超过 700V，否则将对电源产生危险。

4.4.2　TNY279P 高效率 LED 驱动电源

TNY279P 是美国 PI 公司推出的 Tiny switch—Ⅲ系列第三代微型开关电源。该系列产品包括 TNY274P～TNY280P、TNY274G～TNY280G 等共 14 种类型。

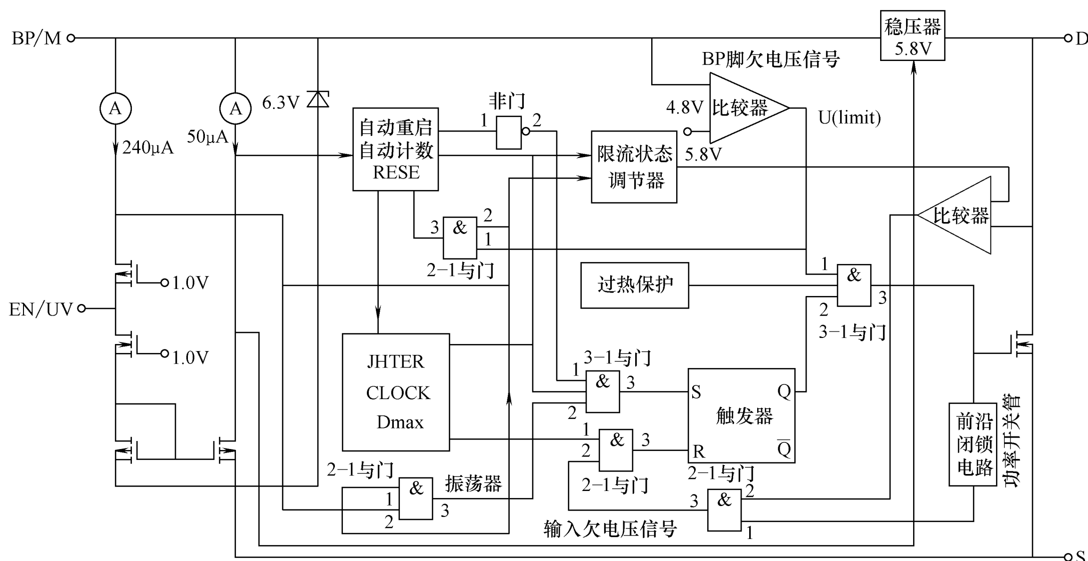
1. Tinyswitch—Ⅲ系列产品的性能特点

该系列产品的最大输出功率为 36.5W。选择 BP/M 端的电容量，可从外部设定内部漏极的极限电流，每种型号有 3 种不同极限电流值可供选用。当相近型号进行替换时，不需重新设计变压器，也不用对外围元器件进行改变。传统的 PWM 调制的开关电源其效率随负载的变化而变化，而Ⅲ型四端单片则采用开关控制，负载的改变不会影响电源效率，这样电源在空载或待机时，其功耗低于 150mW，满足国际标准要求。研发人员为了获取更高的功率，可选择较高的漏极电流，设计调试非常方便。芯片具有各种保护，包括输入欠电压保护，输出过电压保护，芯片过热保护和功率开关管自动调整导通时间等功能。

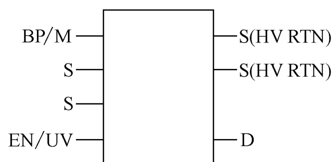
2. Tinyswitch—Ⅲ系列工作原理

Tinyswitch—Ⅲ系列的内部结构如图4-21所示，图中S、D脚分别为功率开关管MOSFET的源极和漏极（4个源极在内部连接）。EN/UV脚为“技能/欠电压”双能引出脚，正常情况下，通过该脚可控制MOSFET的导通和截止；若在该脚与直流输入电压之间连接一只外接电阻，可对输入电压进行检测。BP/M脚为旁路多功能脚，如作旁路使用时，该脚与地（S极）之间接入0.1μF的旁路电容。BP/M脚具有多功能特性，如果改变旁路电容的容量，即可改变漏极电流的大小；该脚还能提供关断功能，具体方法是在反馈电压的输出脚与BP/M脚之间接一只稳压二极管，即可实现输出过电压保护。芯片内部还集成了一只耐压700V的MOSFET和一个开/关控制器，它是通过开/关来调节输出电压，而不是利用PWM脉宽来调整输出电压。开/关控制器包括振荡器、5.85V稳压器、6.4V稳压管、技能检测与逻辑电路、极限电流状态、抑制过电流并进行保护和自动重启计数器等作用。

当旁路电容 $C_{BP}=0.1\mu F$ 时，极限电流为 $I_{1imit}=650mA$，当 $C_{BP}=1\mu F$ 时，$I_{1imit}=700mA$；当 $C_{BP}=10\mu F$ 时，$I_{1imit}=750mA$，它的优点是能保证相近型号之间具有良好的兼容性，能相互替换。



a) TNY279P内部结构框图（W）



b) 引脚配置排列图（W）

图4-21　TNY279P内部结构及引脚配置排列图

3. TNY279P电源设计

图4-22所示为Tinyswitch—Ⅲ系列由TNY 279P所设计的PFC无源校正的LED驱动的电路原理图。该电源为6只大功率白光LED灯供电。当输入交流电压从90~265V范围内变化时，电源效率将达到83%，电路共使用4块集成电路：IC_1 是功率转换用的主开关电源TNY279P，

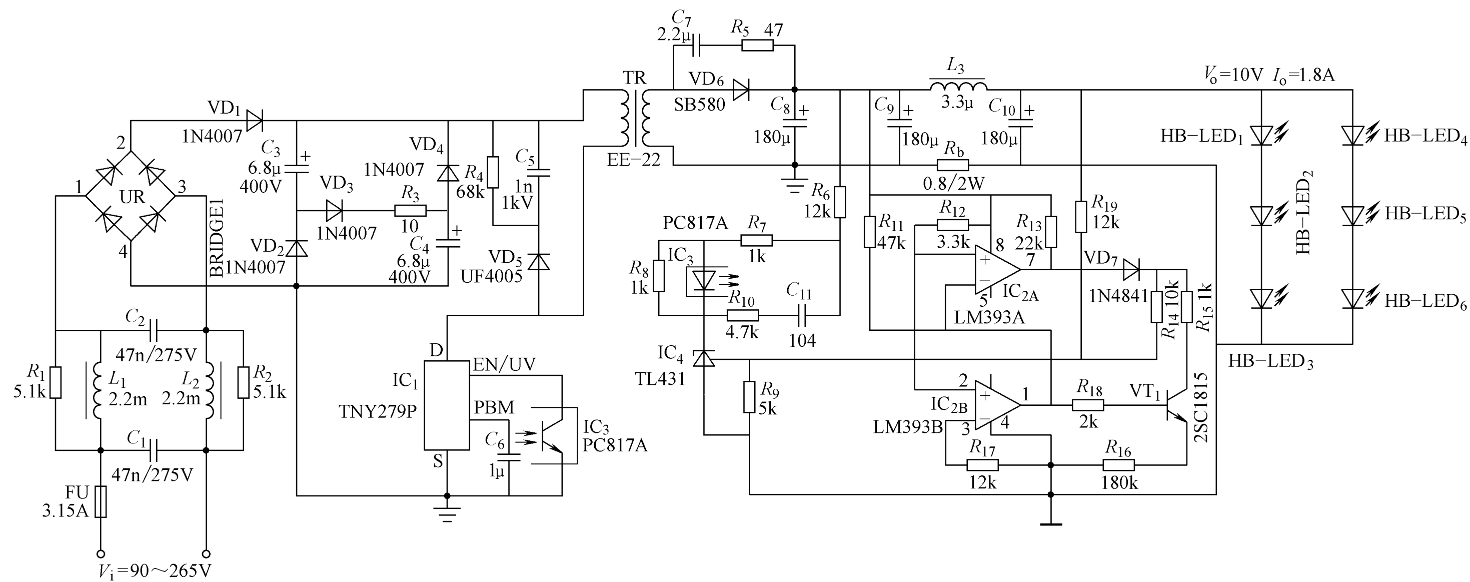


图 4-22　LED 驱动 TNY279P 开关电源原理图

IC_2 是双运算放大器 LM393A，用作恒流检测输出，IC_3（PC817A）、IC_4（TL431）组成精密调整反馈电路，使电路成为稳压恒流电源。该电路从电源进线加入由 L_1、L_2 和电阻 R_1、R_2、C_1、C_2 所组成的 EMI 电路，R_1、R_2 作用是增加抑制电磁干扰能力和阻尼由电感所产生逆向电流。C_3、C_4 与 VD_2 ~ VD_4 是无源功率因数校正电路也称“填谷电路”，降低总谐波含量，电路对于 50Hz 交流电流的 3 次、5 次、7 次谐波分量“填谷”有一定的作用。R_4、C_5 以及 VD_5 组成钳位电路，可限制 IC_1 的漏极电压。IC_1 采用开关周期跳跃方法和 IC_3、IC_4 精密反馈的检测来调节输出电压。电路中的 R_{10}、C_{11} 为反馈电路提供频率补偿，R_7 是 PC817A 的限流电阻，R_8 是稳定 TL431 的工作电流。当电源输出由于 LED 的开路或短路时，PC817A 的发光二极管不会出现零电流，使 TL4312 稳定。由 IC_4、R_8、R_9 组成恒压自动调节电路。由 R_{18}、R_{15}、R_{17} 及 LM393B 组成恒流输出电路，若输出电流增加时，流过 R_b 的电流跟着增加，在 R_b 上的压降跟着上升，该电压经 R_{17} 送到 IC_{2B} 的反相输入端的 3 脚，IC_2 的 1 脚输出高电平，经 R_{18} 给 VT_1 的基极提供驱动电流，使 VT_1 处于导通状态。由 VT_1、IC_{2B} 与 R_9 并联的等效电阻，降低输出电流，同时 LM393B1 脚的高电平输入到 LM393A 的 5 脚反相输入端，同样使 R_{13}、R_{11} 向 IC_{2A} 的 7 脚提供高电平，通过 VD_7、R_{14} 加到 IC_4 的 V_{REF} 的标准电压端，此电压与原先的取样电压相加控制输出电压，以抑制输出电流的增加，稳定设置电压的输出，这就是恒流恒压基本原理。PC817A 的光敏晶体管的电流从 TNY279P 的 EN/UV 脚流出，致使 IC_1 跳过开关周期，当输出电流低于设定电流极限值时，LM393B 就停止对 IC_3 的驱动，IC_1 的 EN/UV 无电流流出，开关周期恢复正常。

4. 电源变压器 TR 的设计

$$\text{输出功率 } P_o = 10 \times 1.8\text{W} = 18\text{W}$$

输入直流最低电压 $V_{i(min)}$：

$$V_{i(min)} = \sqrt{2}V_{i(min)(AC)} = \sqrt{2} \times 90\text{V} = 127\text{V}$$

输入直流最高电压 $V_{i(max)}$：

$$V_{i(max)} = \sqrt{2}V_{i(max)(AC)} = \sqrt{2} \times 265\text{V} = 374.7\text{V}$$

变压器一次最大电流 $I_{p(max)}$：

$$I_{p(max)} = \frac{P_o}{\eta V_{i(min)}} = \frac{18}{0.85 \times 127}\text{A} = 0.167\text{A}$$

设电路的工作频率 $f = 100\text{kHz}$，最大占空比为 0.5，这时开关周期 $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100 \times 10^3}\text{s} = 10\mu\text{s}$　$t_{on} = DT = 0.5 \times 10\mu\text{s} = 5\mu\text{s}$

峰值电流 I_{pk} 的计算：

$$I_{pk} = \frac{2I_{p(max)}}{D} = \frac{2 \times 0.167}{0.5}\text{A} = 0.668\text{A}$$

变压器一次电感 L_p 的计算：

根据输出功率，查表 1-3 选用磁心，EE-25，$A_e = 36\text{mm}^2$

$$L_p = \frac{t_{on} \cdot V_{i(min)}}{I_{pk} \times 10^3} = \frac{5 \times 127}{0.668 \times 10^3} = 0.95\text{mH}$$

$$N_p = \frac{V_{i(min)} \cdot t_{on}}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{127 \times 5}{0.2 \times 36} = 88\text{匝}$$

变压器二次匝数 N_s 的计算：

$$V_s = (V_o + V_{FM})/D = (10 + 0.8)\text{V}/0.5 = 21.6\text{V}$$

$$N_s = \frac{V_s \cdot N_P}{V_{i(min)} - 2V_{DS}} = \frac{21.6 \times 88}{127 - 2 \times 0.4} = 15\text{T}$$

变压器磁心气隙的计算：

$$\delta = \frac{4\pi \times 10^{-7} \cdot N_p{}^2 A_e}{L_p} = \frac{12.56 \times 10^{-7} \times 36 \times 88^2}{1.45}\text{mm} = 0.24\text{mm}$$

变压器一次导线截面积 S_j 的计算：

$$S_j = K\frac{B_e I_{pk}}{N_p}$$

式中，K 为导线系数，取 $K=1.2$，B_e 为磁心窗口面积，$B_e = 19.5\text{mm}^2$。

$$S_j = 1.2 \times \frac{19.5 \times 0.418}{88}\text{mm}^2 = 0.111\text{mm}^2$$

根据表 3-1，选用 AWG28

$$D = \sqrt{\frac{4S_j}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.111}{3.14}}\text{mm} = 0.376\text{mm}$$

输出滤波电容的计算：

输出滤波电容 C_8、C_9 对输出纹波电压影响较大，是高频滤波重要元件，对于反激式变换电路 L_3 可不用，输出电路存在寄生电感和串联等效电阻的影响，可由下列式进行容量计算：

$$C_8 + C_9 = \frac{I_o K_i}{f V_{rip(max)}}$$

式中，$V_{rip(max)}$ 为最大纹波电压不得超过 1%，因此 $V_{rip(max)} = 10000 \times 0.01\text{mV} = 100\text{mV}$，$K_i$ 为滤波平波系数，选 2.2。

$$C_8 + C_9 = \frac{1.8 \times 2.0}{100 \times 10^3 \times 0.1}\text{F} = 360\mu\text{F}$$

输出电容可选用 3 只 180μF 并联接入电路，可大大减少电容所产生的串联等效容抗和阻抗。

4.4.3　MC33374 的无辐射、LED 驱动电源

MC33374 是美国 Motorola 公司于 2000 年推出的电源控制五端单片集成电路，它有五个引出端，具有抗干扰无辐射、高功率输出等最佳性能，芯片被广泛用于办公自动化设备、LED 路灯、仪器仪表等电子产品中。MC33374 属于 MC33370 系列，它有 17 种型号。

1. MC33370 系列性能特点

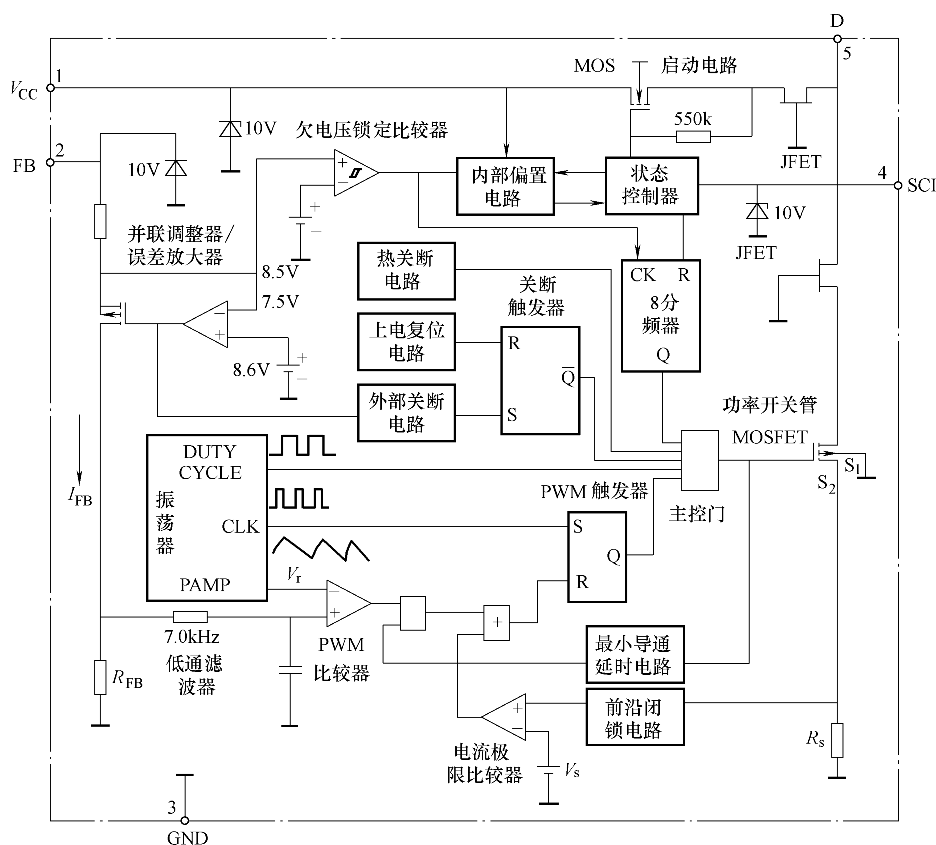
MC33370 芯片内部集成有：状态控制器、欠电压锁定比较器、PWM 比较器、PWM 调制器、误差放大器、振荡器、电流极限比较器、8 分频器，还有功率驱动电路、上电复位电路、外部关断电路、过热保护电路、偏置电路、门电路、导通延迟电路、前沿闭锁电路等称为“8 器”“8 路”结构。采用双脉冲抑制逻辑电路，保证时钟周期内脉宽调制器只能输出一个脉冲。集成度之高、功能之广，使电源控制技术达到新的水平。电路应用于 PC 待机电源、机顶盒电源、微处理器控制电源、适配器电源等。

1）芯片采用双脉冲抑制逻辑，使脉宽调制周期内，每个时钟只能输出一个脉冲，确保电源控制稳定、不产生误动作。其控制状态采用可编程控制。这种控制的特点，只需改变外

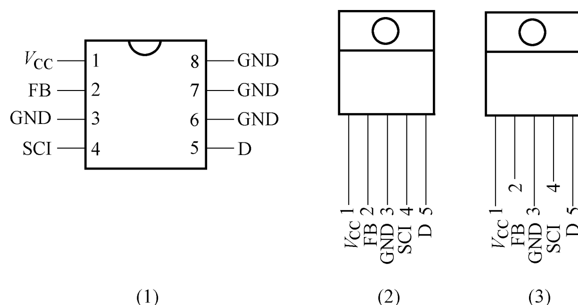
部电路，即可实现手动控制、数字电路控制、微机操作和禁止操作等。

2）片内集成了检测电阻 R_s（见图4-23a），电阻处在无功率损耗状态下检测漏极电流 I_D 的变化，进行过电流、过载保护。增强型高压MOS场效应晶体管，它不仅使开关电源工作可靠，还能提高电源转换的效率。

3）该芯片设置了欠电压锁定电路和外部关断电路。欠电压锁定就能使电路在正常输出之前，对电路的运行状态进行跟踪警示，随时准备不测。外部关断是处理由反馈信号来的信息，当误差放大器输出电压出现异常时，立即关断功率开关管，起着欠电压、过电压保护作用。



a) MC33374系列内部电路结构框图



b) MC33374系列的引脚排列图

图4-23　MC33374系列内部功能及引脚排列图

4）占空比调节范围宽，达到 0.9% ~74%，它意味着，当输入电压变化很大时，电源的输出电压能保持稳定，使电源电压调整率大为提高。

5）芯片还具有过热保护的功能。工作结温的范围是 −40 ~150℃，电源如果超出这一范围，片内的温度传感器立即通知热关断电路，向主控门发出指令，主控门立即关断功率开关管，起到过热保护。图 4-23b 是 MC33374 引脚排列图。

6）电源效率高、功率损耗低、抑制辐射能力强、电磁兼容性好是这种模块式控制芯片固有的特长，也是当今世界各地被广泛使用的一个重要原因。如果供电交流电网的变化量不超过 20%，那么高频变压器的反馈绕组可以去掉。这对减小电源体积、降低成本有利。

2. MC33374 的工作原理

由 MC33374 构成的 15V/6A（或 15V/3.5A）开关电源电路如图 4-24 所示。

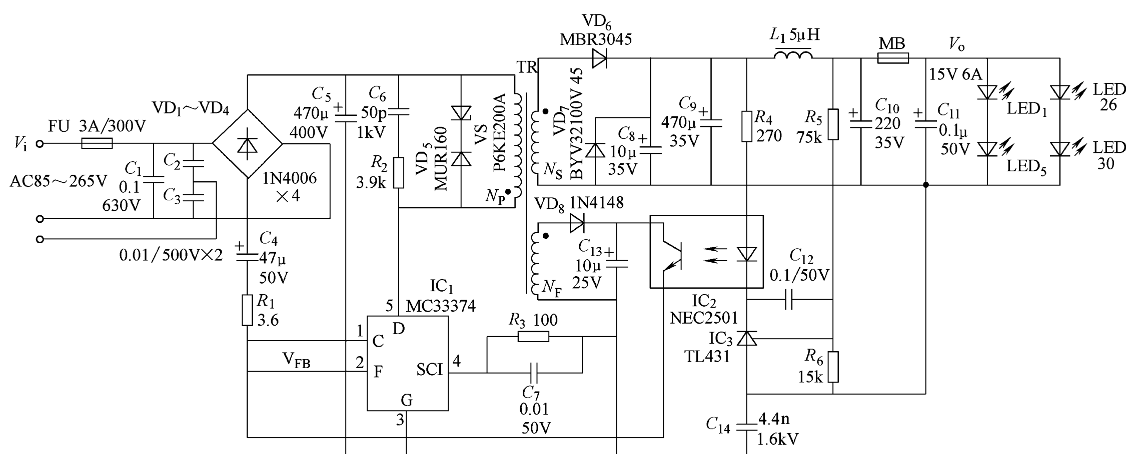


图 4-24　90W（52W）无辐射、高功率开关电源电路

交流输入电压 V_i 的允许变化范围是 85 ~265V。整流桥 VD_1 ~ VD_4 采用 4 只 1A/600V 的 1N4006 型硅整流二极管。一次保护电路由 *RC* 吸收回路（C_6、R_2）和钳位保护电路（VS 和 VD_5）构成，能有效地抑制因高频变压器存在漏感而产生的尖峰电压，保护 MC33374 的内部开关管不受损坏。VS 采用 P6KE200A 型瞬态电压抑制器，它的反向击穿电压 V_B = 200V。VD_5 选用 MUR160 型超快速恢复二极管。C_4 是 V_{CC}端旁路电容。图中 R_3 直接接地，能提高模式转换的可靠性。VD_8、C_{13}是反馈绕组输出端的整流滤波元器件。二次高频整流管 VD_6 采用大电流、低压降的肖特基二极管，型号是 MBR3045（30A/45V）。VD_7 是续流二极管，使 V_o 得到稳压输出。VD_7 对于大电流、低电压输出电路是有效的。C_8、C_9 和 L_1、C_{10}、C_{11} 等元件组成输出滤波电路。由于 L_1 的电感量为 5μH，而大容量的滤波电容 C_8、C_9、C_{10}存在等效电感对 L_0，会直接影响到 L_1 的实际电感量变为 $L_1 + L_0$。因此需将 C_8、C_9 并联使用，使 L_0 减小一半，对 L_1 的影响也随之减小。L_1 的后面采用直流电阻仅为 0.005Ω 的磁珠 MB，它对抑制噪声干扰能起到很好的作用。

精密并联稳压器 IC_3（TL431）构成外部误差放大器，再与光耦合器 IC_2 串联，组成光耦合链式负反馈电路。反馈电压 V_{FB}加到 MC33374 的反馈端 2 脚。它的稳压原理是：当输出电压 V_o发生波动时，经 R_5、R_6 分压后得到取样电压并与 TL431 中的 2.5V 基准电压进行比较，产生外部误差电压 V_r，再通过光耦合器，使反馈电流 I_{FB}产生反馈电压 V_{FB}，两者进行比较，并以此调节输出占空比，达到稳压的目的。C_{14}用于消除高频变压器的一次、二次侧

间耦合电容造成的共模干扰，称为安全电容（也是两个地的连结电容）。C_{12}为控制环路的补偿电容，是为控制信号滞后而设置的。R_4 为 LED 的限流电阻，可使 IC_2 稳定工作在具有线性的大电流传输比上。输出电路为 6 路 LED（每组 5 只 LED），共 30 只大功率白光 LED 灯，每路电流为 900mA，工作电压为 3V，作射灯和路灯照明。

MC33374 的 1 脚是工作电压输入端，是芯片的动力电源。芯片在启动时，必须通过 5 脚给 1 脚提供 10V 以下的工作电压（V_{CC}）。当 $V_{CC}>8.5V$（工作阈值电压）时，启动电路中的 MOS 场效应晶体管立即关断，而功率开关管开始工作。电路启动后，从高频变压器二次绕组上即可获得正常的输出电压，此时反馈绕组 N_F 正式工作，向芯片供电。一旦开关电源发生过载或短路故障，致使 $V_{CC}<7.5V$（欠电压阈值电压），功率开关管就关断，而供启动用的 MOS 场效应晶体管则工作，芯片进入自动启动工作模式。使用时，V_{CC}端一般与 2 脚短接。

2 脚为反馈信号输入端，它的内部的 15Ω 电阻接在误差放大器的反相输入端上，它能周期性地控制功率开关管的通断。反馈端的上、下阈值电压分别为 8.5V 和 7.5V，有 1V 的滞后电压。显然，链式反馈电压 V_{FB}反映了开关电源输出电压的高低。反馈绕组的输出电压经高频整流和滤波后形成反馈输出电压，再通过光耦合器中的光敏晶体管接至反馈端。光耦合器的发射管接在取样电路中。反馈绕组的信号经 R_1、C_4 接地。C_7 有 3 个作用：首先它是启动电路的定时电容；其次与 R_3 一起对反馈环路进行补偿；第三它是工作电源电压 V_{CC}的旁路电容，在启动过程中通过对 C_4 进行充电，建立 V_{CC}电压。

3 脚（GND）为接地端。它是控制电路与功率开关管的公共地，也可作为 IC_1 上面的散热器的接地端。

4 脚（SCI）为状态控制输入端，简称状态控制端。它是多功能输入端，电路只配少量外围元器件，就能构成多种方式来控制变换电路的开关状态。它一般具有 6 种控制方式：①利用按键触发方式来选择工作模式；②配微控制器进行开关操作；③给状态控制器配以低压保护电路，使在模式转换过程中不会引起开关电源输出电压的波动；④利用数字信号进行控制；⑤接上延时电路将构成延时控制；⑥禁止对状态控制器进行操作，称为禁止控制。禁止控制时其余 5 种控制方式失效。

5 脚（D）为功率开关管的漏极引出端，它能直接连接高频变压器的高压电源。它与内部启动用 MOS 场效应晶体管的漏极相连接。

MC33374 系列的内部电路结构框图如图 4-23a 所示，主要包括 9 部分，下面分别介绍各部分电路的工作原理。

并联调整器/误差放大器有一个门限电压，它将驱动一只 MOS 管的误差放大器，由于误差放大器与反馈回路呈并联形式，在这里误差放大器起着调整器的作用。它的反相输入端接反馈端，同相输入端连接 8.6V 的参考电压，反馈电压经过并联调整器/误差放大器进行电流放大，放大后的反馈电流在反馈电阻 R_{FB}上形成误差电压。此电压进入 PWM 比较器，输出可调制的脉冲驱动信号，控制功率开关管的导通和截止时间。可以看出，输出占空比 D 与反馈电流 I_{FB}近似成反比，如图 4-25 及图 4-26 所示。可以利用该曲线计算出反馈电流与脉宽调制增益成反比的关系，当反馈电流 I_{FB}上升时，占空比 D 下降。

为了衰减误差电压中的噪声电压，提高输出脉宽调制的稳定性，在反馈电阻 R_{FB}与 PWM 比较器之间加进一个低通滤波器，这样脉宽调制信号通过门电路、PWM 触发器、主控门驱动功率开关管。反馈电流控制高频变压器的脉冲电压及反馈回路的运行状态。反馈回路

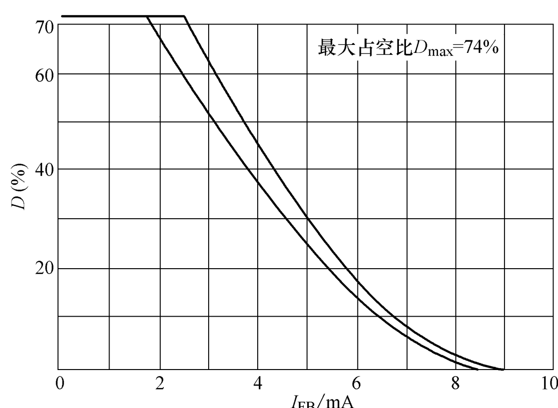


图 4-25　占空比与反馈电流的关系曲线

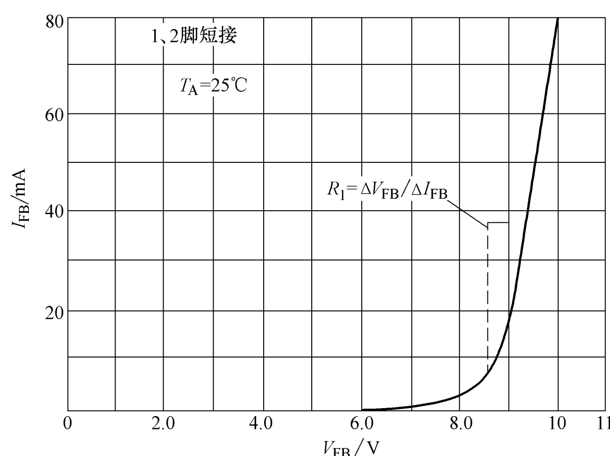


图 4-26　反馈电流与反馈电压的关系曲线

配置有带温度补偿的 8.4V 补偿电路。

振荡器是一切控制芯片工作的原动力，该器件有两个比较器，一个是精密稳压源，另一个是电容振荡器 C_{osc}。从图 4-23a 可以看出，振荡器有 3 个输出信号：占空比信号、锯齿波信号及时钟信号。在振荡电容充电期间，占空比信号每输出一个低电平，便将主控门关闭，促使功率开关 MOS 管关闭，达到限制最大占空比不得超过 74% 的规定，否则占空比得不到控制。振荡频率即为开关频率，它是由振荡电容充、放电回路所决定的。当反馈电流 $I_{FB}=4.0$mA，芯片结温 $T_j=25$℃时，开关频率的值为 100kHz。壳温 T_c 和反馈电流 I_{FB}将影响着开关频率。锯齿波信号是电压比较器在时钟信号的作用下交替接通和关断电流源所形成的。它有两个高低不同的阈值电平对 C_{osc}周期性地充放电，便形成线性的锯齿波信号。此信号对功率开关管进行脉宽调制控制输出。占空比每输出一个低电平，就将主控门关闭，以限制最大占空比。开关频率还受壳温变化的影响。

脉宽调制（PWM）比较器与脉宽调制（PWM）触发器是 MC33370 系列的重要结构部件。PWM 比较器的反相端接锯齿波电压，同相端接误差电压。当内部振荡电容充电到峰值电压时，从振荡器的时钟端输出一个脉冲，将 PWM 触发器置位，其输出端将主控门打开，脉宽调制器只输出一个触发脉冲。它是利用时钟脉冲和锯齿波来实现置位和复位的。

IC 单片电源具有外部关断的功能，目的是防止开关电源发生空载而导致输出电压急剧上升。当外部流入关断电路的反馈电流超过60mA 时，关闭触发器，使开关管截止，使之保持 V_{CC}在8.5～7.5V 之间。为了重新启动开关管，还给外部关断电路触发器增设了一个上电复位器电路，每次由断电到通电上电复位，使功率开关管导通。此外，若直接把控制电压 V_{CC}控制在复位阈值电平（3.7V）以下，则可关断触发复位电路；或者把输入电压短时间去掉，经等待、恢复，也能间接复位。

高压功率管与控制电路集成在一起，可以直接驱动变压器。每当开关电源出现过载时，芯片是利用“周期接周期”的限流方法来对输出开关电路的电流进行限制保护的。具体地讲，就是在每个导通周期内都要检测功率开关管的漏电流，一旦检测到过电流情况，立即在振荡器的斜波下降沿初期关断输出功率管电路，从而达到限流的目的。如 MC33374 的 $I_{D(max)}$为2.7A，漏极峰值电流 $I_{D(pk)}=3.3A$，$I_{D(min)}=1.9A$。当实际漏极电流 $I_D>I_{D(max)}$或者 $I_D>I_{D(pk)}$时，电流极限比较器就通过门电路和 PWM 触发器将功率开关管关断。

高压功率开关管与控制电路集成在一起，可直接驱动高频变压器。当 $I_{D(pk)}=0.5～3.3A$时，功率开关管能承受700V 以下的高压。受功率开关管栅—源电容、变压器绕组的分布电容以及整流管的反向恢复时间（t_{rr}）等各种外部、内部因素的影响，开关管每次导通时都会在 R_S 上形成一个尖峰电压，此电压非常有可能使 PWM 触发器提前复位，影响脉宽调制信号的完整性。为此，在电流极限比较器的前级设有前沿闭锁电路，将尖峰电压的前沿吸收，避免 PWM 触发器提前复位。这段时间是从功率开关管发生过电流时开始，到关断为止。

IC 单片内部具有启动电路，这样省掉了外部电路分压电阻，又降低了功率损耗。开关管刚通电而尚未工作，电路无输出，这时必须借助于启动电路先给芯片提供工作电压 V_{CC}。MC33374 系列内部有启动电路，该电路由状态控制器来控制。启动电路也包含一只高压 JFET 晶体管和一只低压 MOSFET，但 MOSFET 的漏极与功率输出级不同。两只管子串联后能承受700V 的高压。其中，JFET 的漏极接5 脚，栅极接地，源极接至低压 MOSFET 的漏极。当 JFET 关断时，MOSFET 的漏极钳位在18～24V 的低压上。MOSFET 的漏极与栅极之间接有550kΩ 的集电极电阻。由于 MOSFET 的 V_{GD}呈低压，从而简化了启动电路的结构。采用这种内部启动电路，省去了外部启动的分压电阻并消除了相关电路上的功率损耗，提高了电源效率。

交流电压经整流后从5 脚直接加到启动电路，启动电路便对 V_{CC}端的旁路电容 C_4 进行充电。当 V_{CC}升至工作阈值电压8.5V 时，即关断启动电路，启动过程自动结束。芯片转入正常工作后，二次绕组和反馈绕组也建立了电压。反馈绕组的高频电压经 VD_8 整流滤波之后，为芯片提供工作电压（见图4-24）。当5 脚电压上升到400V 时，随着 V_{CC}电压的升高，充电电流会减小，启动电路失去电路启动的功能。启动电流 I_{SE}与工作电压 V_{CC}及漏—源电压 V_{DS}的关系分别如图4-27 和图4-28 所示。启动用 MOSFET 场效应晶体管只能承受100V 电压。

当电路输出处于正常工作状态时，欠电压锁定比较器的功能是监测 MC33374 的2 脚的反馈电压 V_{FB}。如果 $V_{FB}<8.5V$，单片 IC 的内部偏置电路令功率开关管工作。欠电压锁定比较器有1.0V 的滞后电压，为避免出现误动作，以确保启动时在 C_4 上有足够的储存电能，光耦合器已给 V_{CC}的旁路电容 C_4 提供足够的电流。当开关电源发生过载或短路输出故障时，芯片立即进入自动工作模式。在启动过程中，如果 C_4 的电压下降到7.5V 欠电压阈值电压时，欠电压锁定比较器就关断内部偏置电路的工作程序，禁止开关管输出。这时启动电路开

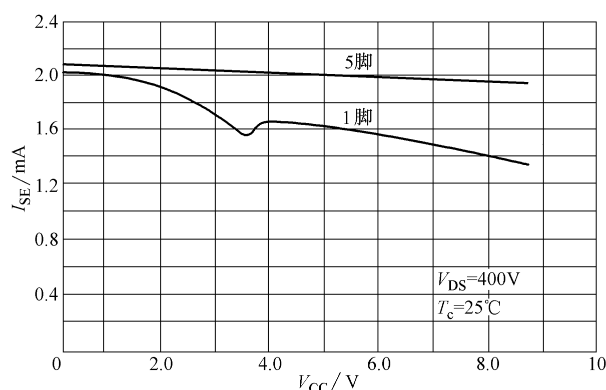


图 4-27　启动电流与工作电压的关系

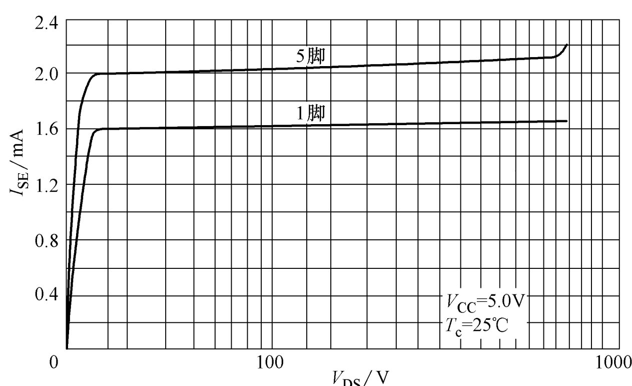


图 4-28　启动电流与漏—源电压的关系

始工作，控制电压 V_{CC}再次对 C_4 充电，直到 $V_{CC}>8.5V$，启动电路关断，内部偏置电路重新工作。当功率开关管停止工作以后，8 分频器开始计数工作，这时光耦合器还不能给 C_4 充电，于是 C_4 就开始放电。C_4 上电压的高低由欠电压比较器和启动电路在 7.8～8.5V 之间进行调整。8 分频器用于对 100kHz 的锯齿波进行 8 分频。锯齿波的占空比达到 30% 以后，每当第 8 个锯齿波的下降沿来到时，就触发功率开关管使之截止，直到电路欠电压被排除为止，芯片才脱离自动启动状态，恢复正常工作。

过热保护电路也称“热关断”电路。这里的过热保护电路只能在芯片内部出现意外的情况下进行过热保护，决不可用来代替外部的其他元器件因高温进行保护。只要芯片温度超过最高结温 T_{jm}（150℃），过热保护电路立即输出低电平，把功率开关管关断，输出停止，对芯片起到保护作用。此时欠电压锁定电路和启动电路在回差模式下调节 V_{CC}电压，而过热状态不给予锁存。只有结温降到 130℃以下时，开关电源才恢复正常工作。

状态控制器的电路框图如图 4-29 所示，主要包括偏置电阻网络、位置比较器和触发比较器。该电路均利用阈值检测的原理对芯片的状态进行判断，位置比较器只能由备用模式转入工作模式，如果位置比较器已处于工作模式，则位置比较器就不起作用。触发比较器相当于双稳态触发电路，连续工作触发后，使开关管在备用模式与工作模式之间交替转换。储存工作状态的功能是由输入钳位电路和状态控制逻辑电路来完成的。状态控制端 SCI 的外接电容 C_{st}提供放电回路，是为 MOSFET 复位用的。由图 4-29 可见，位置比较器和触发比较器的阈值电压分别为 4.4V 和 1.8V，控制启动电路、内部偏置电路和 8 分频器是否工作。这两个

比较器的输入信号由状态控制逻辑电路进行控制和存储处理。当 V_{CC} 被调整到 8.6V 时，状态控制端就被内部电路偏置在 3.5V。如果电源功能不需要进行状态控制，可将状态控制端对地接一只小电容，以隐蔽状态控制，还能滤除外界噪声干扰。

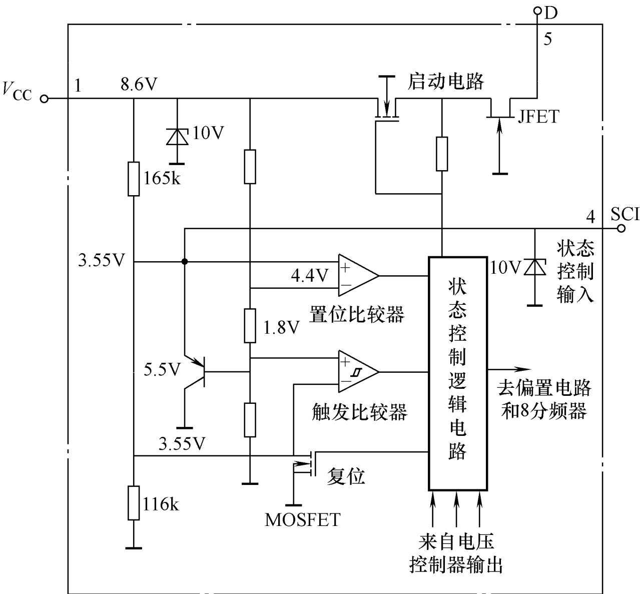


图 4-29　状态控制器的电路框图

改变高频变压器磁心型号及其他一些元器件的参数，即可改变开关电源输出功率，详见表 4-3。这种电源可广泛用于无线电通信设备、工业仪表、办公自动化设备以及各种家用电器电子产品。

表 4-3　不同元器件参数下的开关电源输出功率

项目 \ 技术指标 \ 测试条件		$P_o=52W$ $V_o=15V$ $I_o=3.5A$	$P_o=67.5W$ $V_o=15V$ $I_o=4.5A$	$P_o=90W$ $V_o=15V$ $I_o=6A$
高频变压器	一次绕组 N_P	49ϕ0.55	41ϕ0.55	34ϕ0.55
	二次绕组 N_S	9ϕ0.45×2	7ϕ0.55×2	5ϕ0.55×3
	反馈级 N_{FB}	7ϕ0.35×2	5ϕ0.35×2	4ϕ0.35×2
滤波电容 C_7		470μ/16V	680μ/16V	1000μ/16V
滤波电容 C_8		470μ/16V	680μ/16V	1000μ/10V
电压调整率 S_V $V=92\sim276V$		0.013%	0.10%	0.16%
负载调整率 S_1 $V=230V$		0.06%	0.065%	0.067%
输出纹波电压 $V=92\sim276V$		170mV	130mV	105mV
效率	$V=115V$	84.4%	84.0%	83.2%
	$V=230V$	86.2%	85.0%	85.4%
静态功耗	$V=115V$	0.06W	0.07W	0.07W
	$V=230V$	0.19W	0.17W	0.17W

4.4.4　TOP246Y 的多功能 LED 驱动电源

TOP246Y 属于 TOPSwitch-GX 系列，具有高功率（可达 250W）、高集成效能（将 MOSFET、PWM 控制、故障保护、电路检测和其他功能集于一体）的特点。其特殊的内置功能有：启动时具有最小过量调节和最低压力软启动模式；降低峰值电流、降低电磁干扰采用频率抖动技术；空载不需假负载和减小输入电容，可在更宽范围的占空比（0.3～0.78）下实现零负载调整能力；低备用功耗，轻载能自动降低频率；灵敏的热关断功能可保证自动恢复，高温时能输出较大的功率。另外，TOP246Y 以及它的同系列产品还具有电路检测、外部设置限定电流的功能，有两个可供选用的开关频率，为防止电路浪涌和尖峰电压而设计有电路检测过电压保护功能。为了前置反馈降低高电压输入，通过外部元器件对电流加以限制。所有这些功能为研发新型开关电源提供了有利的条件。它可用作机顶盒、电报译码器和笔记本电脑电源。

1. TOP246Y 的性能特点

TOP246Y 具有许多新功能，它不但将一些控制、保护、监测功能集于一体，还将开关电源的开关频率提高到 132kHz；当开关电源的负载很轻时，能自动将开关频率从 132kHz 降到 30kHz；输出功率从 150W 提高到 250W，适合构成大、中功率的高效率、隔离式开关电源，提高了设计的灵活性和产品质量的档次。TOP246Y 具有远程遥控功能，还有可编程设定允许开关电流大小，可用于人造卫星、洲际弹道导弹，电路元器件极少。芯片还采用了线电压前置反馈，可降低电源损耗和输出电压纹波，这些都为电源节能增效创造了条件。当交流输入电压为 230V 时，静态时芯片的功耗仅为 160mW。由于 TOP246Y 采用了很多新技术、新工艺，它的性能和使用价值大大提高，在所有单片开关电源中它的技术含量是最高的，技术功能也是最多的。

TOP246Y 在极低压或高压时能实现完全软启动。所谓完全软启动是指不分电压高低、不管电路负载大小都能实现软启动。这减小了开关器件尤其是开关功率管在启动时的电压、电流应力。外部可编程功能对来自芯片外部或内部的电流进行限制，这有利于提高电源适应电网或负载的灵活性。

TOP246Y 系列产品具有各种保护功能。过电压、欠电压、过热等保护，当电路空载、轻载时，芯片可以自动降低工作频率，输出电路无需加假负载。电路的工作频率从 100kHz 提高到 132kHz，使高频变压器的体积缩小、重量减轻。芯片还具有在机工作温度范围更宽的滞后热保护，允许电源在高温下输出更大的功率，并可有效地防止装置过热，以免将热量传到整个电源内部，造成更大范围的损伤。

该芯片在高压时限制最大占空比进入控制系统对输出电压进行调节，在低压时允许占空比调节的范围加大，其结果是占空比最大能到 0.78，最低可以到零，使电压输入范围得到扩大，输出电压纹波得到降低。

TOP246Y 有 ±3% 的频率抖动。所谓频率抖动就是指在电路外部出现异常现象时，工作频率急剧地上升或下降，以抵御或抑制对电路造成的影响。具有这种特性，可以减小电磁干扰（EMI），并降低 EMI 滤波器的损耗。

TOP246Y 和它的同系列产品可以广泛地应用于交换机、笔记本电脑、小型服务器、打印机、数码电视、DVD 播放机、机顶盒、电视游戏机和音频放大器等各种电子设备的电源。

TOP246Y 有 6 个引脚，各引脚具有独特的功能和作用。它的引脚排列如图 4-30 所示。

漏极 D：高压功率 MOSFET 的输出端。

门极 C：用于调节占空比的误差放大器与电流输入端，在正常操作期间，通过连接至内部分流调节器将来自外部的电流及反馈信号提供给内部偏置电路，也可作为电源的旁路和自动重启/补偿电容的接点。

源极 S：相当于晶体管的发射极，作 MOS 管的源极时可得到高压功率反馈。

电压检测极 L：当该端与 S 端短接时，各种保护功能均不起作用；当该端串联电阻接至电源相线时，可实现 UV、OV 及随相线电压升高而减小 D_{max} 三项功能；当该脚通过电阻与 C 端相连并外接一开关信号放大电路时，可以实现远程控制开关的作用。作为输入电压的欠电压与过电压检测端，该端同时还具有远程遥控功能，如图 4-31 所示。

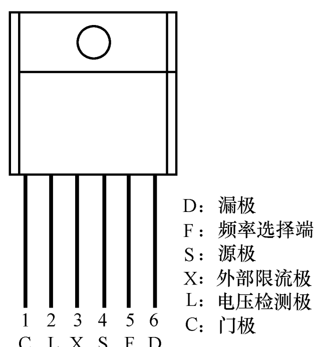


图 4-30　TOP246Y 的引脚排列图

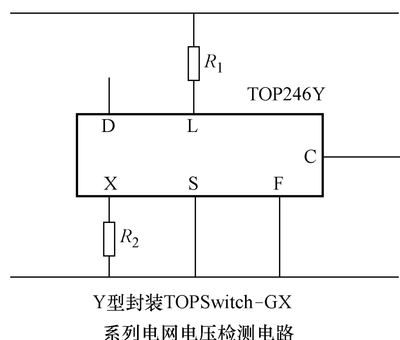


图 4-31　电源电压检测电路

外部限流极 X：用作外部电流限制设置电阻的输入端。串联电阻接至地线时，可以随相线电压调节限流值的大小。在 X 端与 S 端之间接入不同的电阻时，开关电源的电流即限定为不同的数值。若 $R_2=12\text{k}\Omega$，则流过开关的电流被设定为额定值的 69%；若 $R_2=6\text{k}\Omega$，则为额定值的 90%；若 $R_2=25\text{k}\Omega$，则为额定值的 43%。可见，随 R_2 值的增大，开关允许流过的电流减小。R_2 的位置见图 4-31。

频率选择端 F：用于选择开关频率。在多数场合下 F 端接至源极 S，此时开关频率为 132kHz。在一些特殊场合（如对噪声敏感的音频设备）下，将 F 端连接至门极 C 时，开关频率降为 66kHz，以减小对外频率干扰。另外，TOP246Y 也可以作为三端 TOP 器件使用。此时，只要将 L、X、F 端同时与源极 S 相接即可，这时新增的可配置功能全部丧失。TOP246Y 属于 TOPSwitch-GX 系列，产品广泛用于笔记本电脑、PDA、交换器、集线器、台式电脑、机顶盒、打印机、DVD 等设备中。

2. TOP246Y 变换 LED 驱动电路工作原理

由 TOP246Y 构成的 LED 驱动电路如图 4-32 所示。电路的输入电压为交流 90～135V，额定功率为 48W，电源效率大于 85%，空载（不带 LED）的功耗为 0.5W。TOP246Y 具有各种保护，尤其是热保护，如果电源用于路灯，不会由于周围环境温度的影响改变它的恒流性能。TOP246Y 的合适工作温度不超过 LED 环形灯具 65℃时的供电温度。但是，为了降低传导损耗，适当加装散热器件是必要的。R_P 是电路检测电阻，用于检测供电电路的运行状况。当整流滤波后的直流输入脉动电压超过 219V 时，通过 R_P 检测浪涌电压和电路火花放电电压的瞬时峰值，进行过电压保护。R_1 为极限电流设定的电阻，当电阻值为 8.1kΩ 时，可将极限电流值设定为典型值的 90%，即 $I_{max}=90\% I_{limit}$，从而限制过载功率，充分发挥了芯片的利用率。TOP246Y 对各种异常输入电压都能关断调节脉冲输出，起到保护作用，这

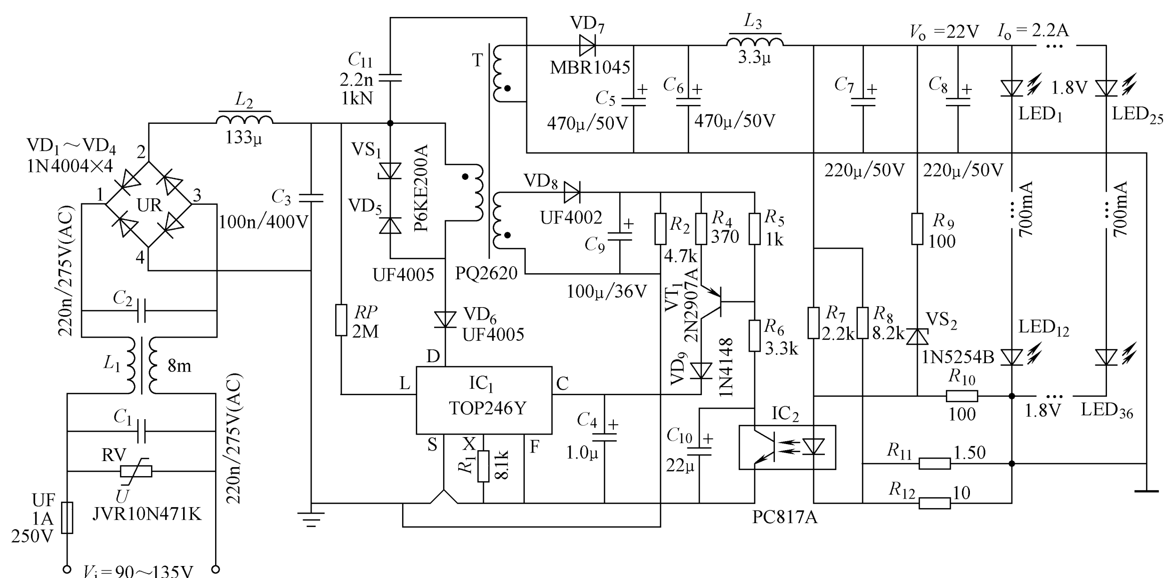


图 4-32　TOP246Y 变换的 LED 驱动电源电路

对于电网供电质量不好的地方来说很有必要。

由 VS_1、VD_5 构成一次尖峰电压吸收电路。TOP246Y 具有频率补偿抖动特性，能有效地减小电磁干扰如噪声干扰，降低电磁滤波损耗，为此，只要在输入端加入简单的 EMI 滤波器 C_1、L_1、C_2，足以满足电路的需要，而且减少了所有元器件的数量，有利于缩小体积。电路刚通电时利用压敏电阻 RV 冷态电阻大、热态电阻小的特点，可对 C_3 的冲击电流加以抑制，防止熔丝 FU 的损坏。压敏电阻 RV 的作用是吸收从电网窜入的浪涌电压，又一次进行过电压保护。二次电压经 VD_7、C_5 ~ C_8、L_3 进行整流滤波，输出直流 22V 的额定电压。VD_7 采用反向恢复时间仅 10ns 的肖特基二极管，C_5、C_6 和 C_7、C_8 两次电容并联，加大滤波容量，降低输出纹波电流。R_7 是 IC_2 的发光二极管取压电阻，根据不同的输出电压和 IC_2 的电压工作点计算选取。输出电压的高低由电阻 R_9 和稳压二极管 VS_2 的稳压值决定。R_8 用来设定整个反馈电路的直流增益。C_{10}为软启动电容。C_{11}用于滤除高频变压器一、二次侧耦合时所产生的共模干扰。偏置电容 C_4 的容量选择 1μF，以减小控制端电流纹波，空载时被 R_9 和 VS_2 限制在 25V 以内。R_{11}和 R_{12}为电流检测电阻，并联后电阻值为 1. 3Ω，利用 R_{10} ~ R_{12}和光耦合器 PC817A 中的发光二极管，可将平均电流极限值设定为 700mA，当输出电流超过 700mA 时，R_{11}、R_{12}上的压降增大，通过光耦合器使 VT_1 的基极电压降低，促使集电极电流增大，再经过 VD_9 使控制电流增大，这样占空比 D 减小，以保持输出电流恒定，偏置电阻 R_3 的作用是在断电时为 C_9、C_{10}提供放电回路。

电路输出电压为 22V、2. 2A，可驱动 36 只 LED 灯，以配置 LXHL-NL36 型环形 LED 灯具。LED 的连续工作电流为 700mA，3 路并联，每路 12 只串联，可供路灯使用。

TOP246Y 的内部结构框图如图 4-33 所示。

TOP246Y 的内部电路由 18 个部分组成，它们的功能是：

1）控制电压源：为 PWM 提供宽范围控制。

2）带隙基准源：为芯片内部各功能块提供基准电压。

3）高压电流源：控制电路放电，以响应供电电流。

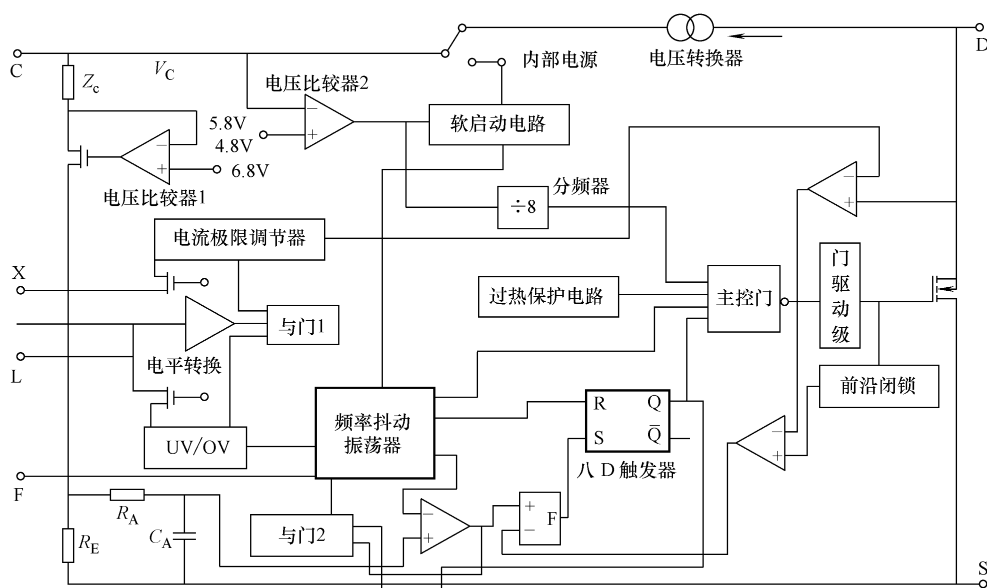


图 4-33　TOP246Y 的内部结构框图

4）频率抖动振荡器：降低电磁干扰。

5）并联调整器/误差放大器：控制外电路信号到标准电压值；控制电流通过电阻作为误差电压。

6）脉宽调制器（含 PWM 比较器和触发器）：调节输出电压，使之稳定。

7）欠电压比较器：不给控制电路制造误关断。

8）电流极限调节器：为过电流保护做准备。

9）电路比较器：为过电压、欠电压、过电流保护做准备。

10）开启电压为 1V 的电压比较器：实现远程开/关控制。

11）过电流保护电路：保护 IC，防止损坏开关管。

12）软启动电路：防止对开关管和滤波电容造成冲击损坏。

13）具有滞后特性的过热保护电路：只保护 IC。

14）关断/自动启动电路：保护 IC，降低损耗。

15）电路检测端和极限电流设定端内部电路，实施过电流保护。

16）轻载自动降低开关频率电路：降低空载损耗。

17）门驱动级和输出级。

18）停止逻辑电路。

TOP246Y 的控制端是一个低阻抗触点，损耗微小，从接收的电能和反馈电流中分离出反馈信号。在正常工作时，并联调节器从反馈信号控制电路中取得电源电压，为门极和源极之间的旁路电容提供了门驱动电流。总电容量为自动—重新启动设定了时间，还对控制电路进行了补偿。当电路工作不正常时，并联调节器将关闭驱动电流，同时也脱离了自动/重启动的控制程序。在启动开始的瞬间，将整流后的直流高压供给漏极，MOS 管关闭，控制端通过内部的漏极和门极高压源向电容充电。当电容电压达到 5. 8V 时，软启动工作开始。这时 MOS 管开始导通，占空比渐渐加大，从零到最大，MOS 管得以完全导通，软启动结束。在 MOS 管导通以后，如果没有外部电流输入到控制端，则高压电流源关断，控制电路放电，

继续供给控制环路电流。

振荡器通过一个内部电容在 4.8 ~ 5.8V 电压范围内线性地充放电，产生锯齿波信号并将其送到脉宽调制器。为确保 132kHz 的开关频率，振荡器所设定的脉宽调制器在每个周期开始时将对电流限制锁定；为保证电磁辐射（EMI）频率在 150kHz 以下，也对锯齿波放电电流进行限制。要想开关工作频率为 66kHz，可将开关频率选择端 F 和控制端 C 短接。TOP246Y 的输出电压控制与其他 IC 一样，当输入电压升高时，占空比将从 78% 下降到一定的控制值，使输出电压不随输入电压的升高而升高，实现输出电压稳定控制。脉宽调制使占空比降低，输出电压减小。当占空比下降到 10% 以下时，为了保证轻载高效，开关频率将线性地减小，到占空比为零时，这时最低频率 30kHz，稳定了输出电压，同时输出电压纹波也下降。

并联调整器的基准电压来自温度补偿后的带隙基准值、控制端控制的外部电路信号和标准电压。误差放大器的增益由控制端的动态电阻来确定。

通电后，当输入电压达到欠电压阈值时，欠电压阈值将促使 TOP246Y 关断。关断后，电路输出超过欠电压规定值。欠电压规定值能防止自动—重新启动这一动作所造成的欠电压输出低现象。从 L 或 M 端到直流高压的电阻设定了欠电压在通电时的阈值。可用同样的方法设定过电压的阈值，一旦超过过电压阈值，将强迫 TOP246Y 的输出关断。电流从 L 端、M 端或 X 端流出，使开/关实现切换。当 X、L 和 M 端与源极 S 之间用晶体管和光耦合器连接后，实现激活打开功能；当 L 端或 M 端和门极 C 之间用光耦合器连接，实现激活关断功能。另外，L 端接有 1V 的阈值比较器，实现远程开/关遥控的状态控制功能。

如果软启动持续 10ms 后，最大占空比开始从零线性地增加到控制设定值 78%，并且限制电流大约从 80% 增加到 100%。此外，软启动有利于最低输出的稳定和防止变压器磁心出现磁饱和。软启动在自动—重新启动期间，每次重新启动和远程开关或热保护关断后，控制电压滞后调节，重新启动也被激活。

3. TOP246Y 电路的 PCB 设计注意事项

1）噪声干扰是单片开关电源容易出现的一种干扰，为此，应将控制端的电容 C_{23}、C_{24} 靠近源极和门极放置，缩短电容的引线长度。S 极与 C、X 极之间必须设计一条独立电路连接，不能接在一条线上。

2）为了提高电路抑制干扰、消除极间电容的能力，滤波电容 C_5 的负极应直接接到反馈绕组 N_F 上，这样使反馈绕组的浪涌电流、尖峰电流直接流到反馈电路的接地端。

3）电路检测电阻 R_1 尽量靠近 L 端；吸收电路的 VD_6、VD_{12}、C_6、R_4 也应当靠近变压器一次绕组；二次侧各整流二极管要靠近二次侧。所有引脚越短越好，变压器的各引线以粗短为宜。

4. TOP246Y 高频变压器设计

下面设计一台单片六端敞开式开关电源变压器。输入电压为 AC85 ~ 265V（50Hz）；工作频率为 100kHz；输出电压为 12V，输出电流为 7.5A；电源效率 $\eta = 90\%$。交流输入电压最小值 V_{min} 和最大值 V_{max} 根据输入电压类型由表 4-4 确定。

表 4-4　交流输入电压范围

交流输入电压 V/V	V_{min}/V	V_{max}/V
固定输入：100/115	85	132
通用输入：85 ~ 265	85	265
固定输入：230 ± 35	195	265

设损耗分配系数 $Z=0.5$（一次侧与二次侧损耗各占50%）。再根据表4-5，反馈电压 $V_{FB}=12V$。

表4-5　反馈电路类型及 V_{FB} 的参数值

反馈电路类型	V_{FB}/V	V_o 的准确度(%)	S_V(%)	S_I(%)
基本反馈电路	5.7	±10	±1.5	±5
改进型基本反馈电路	27.7	±5	±1.5	±2.5
配稳压管的光耦合器反馈电路	12	±5	±0.5	±1
配TL431的光耦合反馈电路	12	±1	±0.2	±0.2

（1）根据 V_1、P_o 值来确定输入滤波电容 C_5 的容量、直流输入电压最小值 $V_{1(min)}$

根据表4-6查出：

$$C_5=2\times90\mu F=180\mu F\approx220\mu F;\ V_{1(min)}=100V$$

表4-6　确定 C_{IN}、$V_{1(min)}$ 值

V/V	P_o/W	比例系数/(μF/W)	C_{IN}/μF	$V_{1(min)}$/V
固定输入:100/115	已知	2~3	$(2\sim3)P_o$	≥90
通用输入:85~265	已知	2~3	$(1\sim3)P_o$	≥90
固定输入:230±30	已知	1	P_o	≥240

（2）根据输入电压 V，确定一次感应电压 V_{OR} 和钳位二极管反向击穿电压 V_B(V)

依照表4-7得：$V_{OR}=135V$，$V_B=200V$。由 V_B 值选用P6KE200瞬态电压抑制器。

表4-7　确定 V_{OR}、V_B 值

V/V	一次感应电压 V_{OR}/V	钳位二极管反向击穿电压 V_B/V
固定输入:100/115	60	90
通用输入:85~265	100~135	200
固定输入:230±30	135	200

（3）根据 $V_{1(min)}$ 和 V_{OR} 来确定最大占空比 D_{max}

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{V_{OR}+V_{1(min)}-V_{DS(on)}}=\frac{135}{135+100-10}=0.60$$

（4）确定一次纹波电流 I_R 与峰值电流 I_p 的比值 K_{RP}

定义比例系数 $K_{RP}=I_R/I_P$。在整个迭代过程中，可以适当增大 K_{RP} 值，但不得超过表4-8中所规定的最大值，现选用 $K_{RP}=0.44$。

表4-8　根据 V 来确定 K_{RP}

V/V	K_{RP}	
	最小值(连续模式)	最大值(不连续模式)
固定输入:100/115	0.4	1.0
通用输入:85~265	0.44	1.0
固定输入:230±30	0.6	1.0

（5）确定一次波形参数

输入电流的平均值　$$I_{AVG}=\frac{P_o}{\eta V_{1(min)}}=\frac{90}{0.9\times100}A=1A$$

一次峰值电流　$I_P=\frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_{RP})D}=\frac{1}{(1-0.5\times0.44)\times0.6}A=\frac{1}{0.468}A\approx2.1A$

一次脉动电流　$I_R=K_{RP}I_P=0.44\times2.1A\approx0.924A$

一次有效电流 $I_{RMS}=I_P\sqrt{D_{max}\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)}=2.1\times\sqrt{0.6\times\left(\frac{0.44^2}{3}-0.44+1\right)}A\approx1.26A$

（6）根据峰值电流 I_P，查表 4-9 选用 TOP246Y 芯片

表 4-9　TOPSwitch-GX 系列的工作电流最小值、典型值和最大值

TOPSwitch-GX 系列	极限电流 I_{LIMIT}/A		
	最小值 $I_{LIMIT(min)}$	典型值 I_{LIMIT}	最大值 $I_{LIMIT(max)}$
TOP242P/G/Y	0.418	0.45	0.418
TOP243P/G	0.697	0.75	0.802
TOP243Y	0.837	0.90	0.963
TOP244P/G	0.930	1.00	1.070
TOP244Y	1.256	1.35	1.455
TOP245Y	1.674	1.82	1.962
TOP246Y	2.511	2.70	2.889
TOP247Y	3.348	3.60	3.852
TOP248Y	4.158	4.50	4.815
TOP249Y	5.022	5.40	5.778

选择 TOP246Y 时要考虑结温，验算峰值电流 I_P。这时输入功率 $P_i=\frac{P_o}{\eta}=100W$。

（7）计算高频变压器的一次电感量 L_P

$$L_P=\frac{10^6P_o[Z(1-\eta)+\eta]}{I_P^2K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta}=\frac{10^6\times90}{2.1^2\times0.44\times\left(1-\frac{0.44}{2}\right)\times100\times10^3}\times\frac{0.5\times(1-0.9)+0.9}{0.9}\mu H$$

$$\approx628\mu H$$

根据表 1-3 选择 EE30 磁心，磁心长度 $A=30mm$，$A_e=115mm^2$，窗口面积 $B_e=52.9mm^2$。

（8）确定高频变压器的主要参数

高频变压器的参数很多，主要参数只有 9 个：一次电感 L_P、磁心气隙宽度 δ、一次匝数 N_P、二次匝数 N_S、反馈绕组匝数 N_F、一次裸导线直径 D_{pm}、一次裸导外径 D_{PM}、二次裸导线直径 D_{sm}和二次裸导外径 D_{SM}。上述参数中只有 L_P 是通过计算得来的，其余 8 个参数都通过查表、相互换算公式计算得来的，先从二次匝数开始计算。由于反馈绕组的电流很小，一般只有 8mA 左右，不计算导线的内、外直径，只计算匝数。

1）计算二次匝数 N_S

已知 $V=85\sim265V$，$V_o=12V$，考虑到肖特基二极管还有最大正向导通电压 0.8V。当 $V=85\sim265V$时，首先取 N_S 的初始值为 0.5 匝/V，计算出二次匝数 N_S 为

$$N_S=0.5(V_o+V_{FM})=(12+0.8)\times0.5匝=7.04匝\approx7匝$$

2）计算一次匝数 N_P

$$N_{\mathrm{P}}=N_{\mathrm{S}}\frac{V_{\mathrm{OR}}}{V_{\mathrm{o}}+V_{\mathrm{FM}}}=7\times\frac{100}{12+0.8}\text{匝}\approx 54.7\text{ 匝}\approx 55\text{ 匝}$$

式中，V_{OR}的值是根据表 4-7 查得的。

3）计算反馈绕组匝数 N_{F}

$$N_{\mathrm{F}}=N_{\mathrm{S}}\frac{V_{\mathrm{FB}}+V_{\mathrm{F2}}}{V_{\mathrm{o}}+V_{\mathrm{F1}}}$$

式中，$N_{\mathrm{S}}=10$；V_{FB}根据表 4-6 得到，为 12V；$V_{\mathrm{F2}}=0.7\mathrm{V}$，正向导通压降 $V_{\mathrm{F1}}=0.4\mathrm{V}$。

$$N_{\mathrm{F}}=7\times\frac{12+0.7}{12+0.4}\text{匝}\approx 7.16\text{匝}\approx 7\text{匝}$$

4）根据一次侧层数 d、骨架宽度 b 和安全距离 M，计算有效骨架宽度 b_{E}

$$b_{\mathrm{E}}=d(b-2M)$$

根据相关参数可知，$d=2$，$b=21\mathrm{mm}$，$M=2\mathrm{mm}$，所以 $b_{\mathrm{E}}=34\mathrm{mm}$。

再利用下式计算导线的外径（带绝缘层）D_{PM}：

$$D_{\mathrm{PM}}=b_{\mathrm{E}}/N_{\mathrm{p}}=34/55\mathrm{mm}\approx 0.62\mathrm{mm}$$

选用 AWG#23 漆包线，$D_{\mathrm{PM}}=0.632\mathrm{mm}$。

5）验证一次导线的电流密度 J 是否满足有效电流 $I_{\mathrm{RMS}}=0.832\mathrm{A}$ 的条件

$$J=\frac{1980}{\frac{1.27\pi D_{\mathrm{PM}}^{2}}{4I_{\mathrm{RMS}}}\times\left(\frac{1000}{25.4}\right)^{2}}\approx\frac{1.26I_{\mathrm{RMS}}}{D_{\mathrm{PM}}^{2}}=\frac{1.28\times 1.26}{0.632^{2}}\mathrm{A/mm^2}\approx 4.04\mathrm{A/mm^2}$$

若 $J>10\mathrm{A/mm^2}$，应选较粗的铜线并配较大尺寸的磁心和骨架，使 $J<10\mathrm{A/mm^2}$。若 $J<4\mathrm{A/mm^2}$，宜选较细的导线和较小的磁心骨架，使 $J>4\mathrm{A/mm^2}$，也可适当增加 N_{P} 绕组的匝数。

6）计算磁心的最大磁感应强度 B_{m}

$$B_{\mathrm{m}}=\frac{100I_{\mathrm{P}}L_{\mathrm{P}}}{N_{\mathrm{P}}A_{\mathrm{e}}}$$

将 $I_{\mathrm{P}}=2.1\mathrm{A}$，$L_{\mathrm{P}}=628\mu\mathrm{H}$，$N_{\mathrm{P}}=55$，磁心有效截面积 $A_{\mathrm{e}}=115\mathrm{mm^2}=1.15\mathrm{cm^2}$ 代入上式得：

$$B_{\mathrm{m}}=\frac{10\times 2.1\times 628}{55\times 1.15}\mathrm{mT}=208.5\mathrm{mT}=0.209\mathrm{T}$$

如果 $B_{\mathrm{m}}>0.3\mathrm{T}$，则需增加磁心的横截面积 A_{e} 或增加一次匝数 N_{P}，使 B_{m} 在 0.2 ~ 0.3T 范围之内。如果 $B_{\mathrm{m}}<0.2\mathrm{T}$，就应当重选磁心较小的型号或者减小 N_{P} 绕组的匝数。上式中 B_{m} 等于 0.209T，说明恰好符合要求，当然 N_{P} 减少到 60 匝更好。

7）计算磁心的气隙宽度 δ

$$\delta=40\pi A_{\mathrm{e}}\left(\frac{N_{\mathrm{P}}^{2}}{1000L_{\mathrm{P}}}-\frac{1}{1000A_{\mathrm{L}}}\right)$$

将 $A_{\mathrm{e}}=1.15\mathrm{cm^2}$，$N_{\mathrm{P}}=55$ 匝，$L_{\mathrm{P}}=628\mu\mathrm{H}$，磁心不留间隙时 $A_{\mathrm{L}}=2.4\mu\mathrm{H}/\text{匝}^2$ 代入上式得：

$$\delta=40\pi\times 1.15\times\left(\frac{55^{2}}{1000\times 628}-\frac{1}{1000\times 2.4}\right)\mathrm{mm}$$

$$=0.636\text{mm}\approx 0.64\text{mm}$$

要求 $\delta \geqslant 0.051\text{mm}$，若小于此值，应增加磁心截面积或增加匝数 N_P。

8）计算留有气隙时磁心的等效电感 A_{LG}

$$A_{LG}=\frac{L_P}{N_P^2}=\frac{628}{55^2}\mu\text{H/匝}^2\approx 0.21\mu\text{H/匝}^2$$

9）确定二次侧参数 I_{SP}、I_{SBMS}、I_{R1}、D_{sm}。

二次峰值电流取决于一次峰值电 I_P 和一次、二次绕组匝数比 n：

$$I_{SP}=nI_P=\frac{N_P}{N_S}I_P$$

前面已算出 $N_P=55$ 匝，$N_S=7$ 匝，$I_P=2.1\text{A}$，则有

$$I_{SP}=\frac{55}{7}\times 2.1\text{A}=16.5\text{A}$$

二次纹波电流与峰值电流的比例系数 K_{RP} 与一次是完全相同的。K_{RP} 反映的是二次电流在占空比为 $1-D_{max}$ 时的比例系数。因此，计算二次有效值电流 I_{SRMS} 时，需将 I_{RMS}、I_P、D_{max} 依次换成 I_{SRMS}、I_{SP}、$1-D_{max}$，得到公式：

$$I_{SRMS}=I_{SP}\sqrt{(1-D_{max})\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)}$$

将 $I_{SP}=16.5\text{A}$，$D_{max}=0.6$，$K_{RP}=0.44$ 代入上式，有

$$I_{SRMS}=16.5\times\sqrt{(1-0.6)\times\left(\frac{0.44^2}{3}-0.44+1\right)}\text{A}\approx 8.65\text{A}$$

输出滤波电容上的纹波电流 I_{R1} 为

$$I_{R1}=\sqrt{I_{SRMS}^2-I_o^2}=\sqrt{8.65^2-7.5^2}\text{A}\approx 4.31\text{A}$$

二次侧裸导线直径 D_{sm} 为

$$D_{sm}=\sqrt{\frac{4I_{SRMS}}{1.27\pi}\times\frac{1980}{J}}\times\frac{25.4}{1000}=1.13\sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}}$$

将 $J=4.04\text{A/mm}^2$，$I_{SRMS}=8.65\text{A}$ 代入上式：

$$D_{sm}=1.13\times\sqrt{\frac{8.65}{4.04}}\text{mm}\approx 1.65\text{mm}，实选1.9\text{mm}$$

需要防止导线出现集肤效应和邻近效应，每股导线直径不得超过 0.4mm，所以选用 $\phi 0.409\text{mm}\times 5$ 导线并绕。这样能有效地增大二次导线的等效截面积，改善磁场耦合程度，减小磁场泄漏及漏感。另外，5 线并绕能降低导线的电阻值，降低功率损耗。

高频变压器设计有 10 个相关参数，这些参数包括：

1）由 TOPSwitch 决定的变量，包括一次感应电压 V_{OR}、漏—源导通电压 $V_{DS(ON)}$、一次脉动电流与峰值电流的比例系数 K_{RP}。

2）由高频变压器磁心结构所决定的参数，包括磁心截面积 S_j、有效磁路长度 l_1、磁心

不留间隙时的等效电感 A_L、骨架的绕组宽度 b、防止漏电和进行安全隔离的安全边距 M、一次参数 d。在设计过程中以下参数要进行调整，分别是 K_{RP}、d、N_S。

3）高频变压器通过查表获得的相关参数，包括直流输入电压最小值 $V_{1(min)}$、直流输入电压最大值 $V_{1(max)}$。

4）变压器设计参数，包括最大占空比 D_{max}、一次平均电流值 I_{AVG}、峰值电流 I_P、脉动电流 I_R、有效电流 I_{RMS}、一次电感 L_P、一次匝数 N_P、反馈匝数 N_F 等。

第 5 章　经济实用电源

5.1　通信电源

通信电源包括有线电话、无线电话、通信网络、电视广播、航天通信、航空 GPS 导航等各领域所使用的电源，要求性能可靠、设计先进、结构紧凑，此外，还要满足各负载不间断地工作，具有良好的抗电磁干扰（EMI）、射频干扰（RFI）性能，还要有良好电磁兼容（EMC）性能。生产开关电源厂商要将辐射传导干扰的信号达到可以接受的程度，否则算不上可靠。设计工程师为实现高效率、高可靠性、低成本、低电磁干扰的通信电源应付出更多的智慧和艰辛。

5.1.1　采用无辐射、高可靠性 UCC3895 的通信电源

1. UCC3895 电路特点

UCC3895 是美国尤尼创（Unitrode）公司于 2002 年研发、2004 年投入市场的新型开关电源控制器件，图 5-1a、b 是控制器的内部功能图和引脚排列图。它将振荡器、各种参数比较器、放大器、驱动器集于一体，对电源实施远距离控制，UCC3895 的电路特点是：

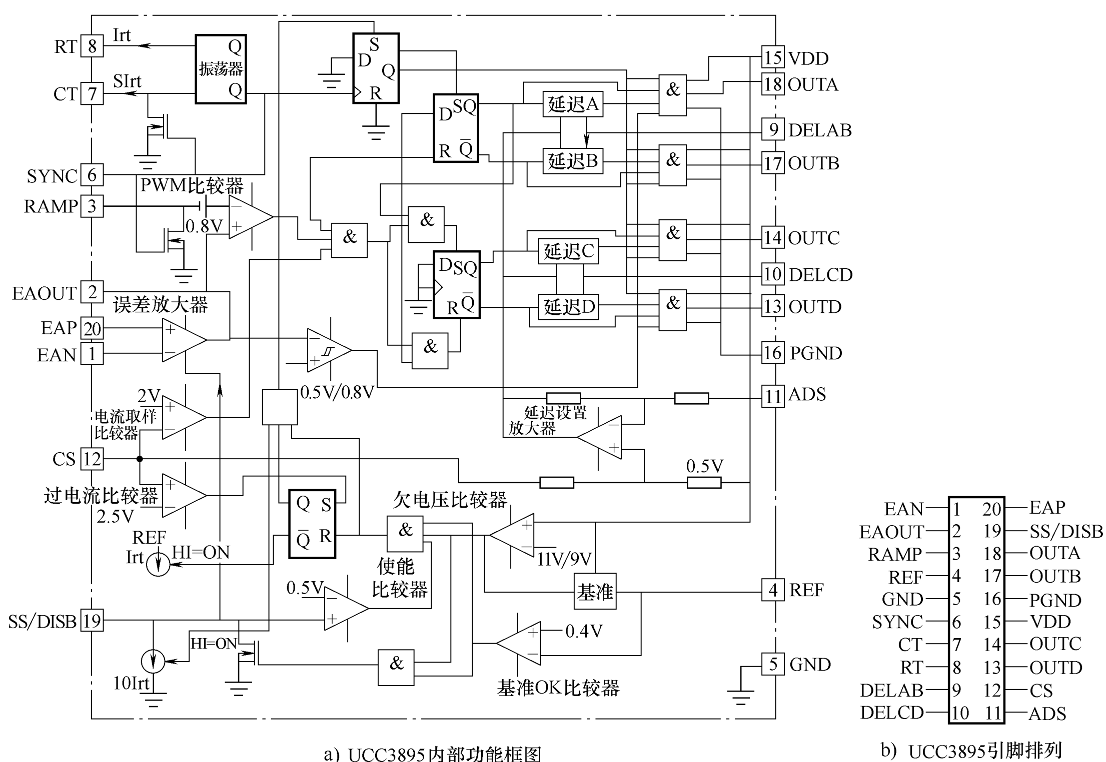
1）UCC3895 利用控制器实施全桥电源移相 PWM 恒频控制，达到零电压导通功率转换目的，它是借开关器件的输出滤波电容的充、放电过程来实现 ZVS 的，起到变换电路在高频的条件下使电源的损耗为零，达到高效的目的。这是全桥式变换拓扑下移相控制的优点得到充分利用的体现。

2）UCC3895 电路能在电流控制模式和电压控制模式双重模式下都能工作，电路具有多种功能、多种保护，相同条件下承受更大的电压应力创造了条件，增加了芯片的自适应延迟时间、逻辑控制转换和自动开/关性能。对 UCC3895，还采用了 BCDMOS 制造加工新工艺，极大地降低了 IC 在运行工作中的开关电流消耗，它的最高工作频率达到 1.5MHz，为电源提高功率等级、缩小体积创造了条件。

3）振荡器的工作频率可以在电路上通过改变电阻、电容来改变，调节十分方便，只要这两个元件的精度、性能稳定，电源的工作频率就可稳定，电源的性能也就稳定。通过芯片的 19 脚，可以实现这两种功能控制，还可以实现软启动。

4）负载均流技术的采用为电源扩容模块化打下了基础。良好的负载均流技术，为提高整个电源系统工作可靠性、降低功率损耗极为有利。它还具有良好的负载特性，完美的负载均流技术，不需采用电路外部控制系统，当电源系统某个元器件损坏以后，整个电源系统的输出还有足够的负载能力，保证电源供电安全。

5）UCC3895 电路的输出电压高低，不是用普通占空比来控制的，而是用控制一个回路来调制的。电源系统的外部特性应该与电源的每个单元所承受的负载特性相一致，因此控制一个回路的电气特性，这就是冗余技术，这个技术可以提高整个系统工作的可靠性。



a) UCC3895内部功能框图　　　　b) UCC3895引脚排列

图 5-1　UCC3895 内部功能及引脚排列图

1—误差放大器反相输入端　2—误差放大器输出端　3—PWM 比较器反相输入端　4—5V、5A 电压基准　5—芯片地　6—振荡器同步输入端　7—振荡器定时电容　8—振荡器定时电阻　9—输出延时设置　10—输出延时设定　11—调整延时设定　12—限流和过电流保护比较器输入端　13—驱动输出 D　14—驱动输出 C　15—电压输入端　16—功率地　17—驱动输出 B　18—驱动输出 A　19—软启动使能端　20—误差放大器同相输入端

2. 负载均流技术

什么是负载均流技术？电信通信电源平时输出 48V 的直流电压，单台输出电流可达到 100～200A，通信工业称这种器件为开关整流器，但对于大型通信设备则需要 48V/2000A 直流供电系统，这样至少需要 10 台以上 48V/200A 的开关电源并联才能投入工作，要求每台开关电源所承受的电流能自动平衡称为负载均流技术。负载均流的方法主要有：

1）平均电流法。平均电流技术不需要附加控制器，只要一条总线连接所有的电源单元接口，这种控制方法需要用一个调节放大器，调节电压放大器的参考电压，从而达到各个开关电源的负载电流平衡。实现均流的方法很多，如输出电阻均流法、主辅均流法；按电流大小自动均流法；按热应力强弱自动均流法；外加控制自动均流法等，所有这些方法，都是利用各变换单元的负载电流的变化信号调节各自的基准电压，所有电阻连接的结点信号，反映平均负载电流的分配状况。

2）最大电流法。所谓最大电流法是利用各变换单元的电流最大值与基准变换单元的标准电流相比较，根据各变换单元的不平衡电流调节参考电压的大小。用二极管代替了平均电流法的电阻。这种方法，只允许一个均流总线中的电源变换单元进行信号通信。主电源变换电路的负载电流所产生误差信号来控制各辅助变换电路的均流，并提供良好

的均流服务。

为了提高均流效果，负载均流技术采用了一个单向缓冲器取代二极管来提高主电源变换电路的精度。如果主电源变换电路的容量不足，它不会影响其他辅助变换电路的电源均流；当均流总线被短路时，将中断均流调节的部分工作。

3. UCC3895 电路工作原理

UCC3895 电路是具有无辐射、高可靠性输出 300W 大功率的通信电源，它有通信电源应有的各种特点和要求，电路的工作原理如图 5-2 所示。电路主要由低通滤波 AC/DC 变换电路、功率因数校正电路、桥式变换电路、过电流保护电路、输出整流滤波电路、负反馈控制电路和输出均流控制电路等组成。电路设计新颖、结构简易，是节能环保的绿色电源。

1）低通滤波 AC/DC 变换电路。无辐射、高可靠性通信是本电路的核心，由 $C_1 \sim C_5$、R_1、L_1 以及交流整流电桥 UR_1 组成低通滤波 AC/DC 变换电路，C_1、C_2、L_1 构成 π 型滤波，L_1、C_2、C_3、C_y 用来抑制电路的共模干扰和串模干扰，电容 C_5 是整流后的高频旁路电容，该电容应具有较高的耐压性能和较低的电容量，否则将影响电源的滤波效果和功率损耗。由于 UC3854 工作运行在平均电流工作模式下，所以电路产生的电磁干扰较小，而抑制射频干扰（REI）的能力较大。

2）桥式变换电路。桥式变换的优点是主变压器只需要一个一次绕组，它的正反磁通的二次侧有一个中心抽头绕组。采用桥式全波整流输出，变压器磁心以及它的各个绕组得到了充分利用，所以电源的效率以及功率密度得到了提高。另外有 $VT_2 \sim VT_5$ 四只开关晶体管分组工作，这样电压应力小，运行安全。由图 5-2 可知，变压器 TR_3、IC_3、IC_4 以及场效应晶体管 $VT_2 \sim VT_5$ 组成桥式变换电路。IC_5 的 13、14 脚与 17、18 脚是它的变换输出，四只引脚将分别输出幅度相同、相位不同的调制驱动信号，经 IC_3、IC_4 进行电压放大、整形后分别驱动变压器 TR_3、TR_2 的一次绕组 N_P，经过变压器的电磁交换变压，在它的二次绕组产生电压幅度较大，相位同相的调制信号，去驱动 $VT_2 \sim VT_5$ 功率管 MOSFET。VT_2、VT_3 组成桥的左臂，VT_4、VT_5 组成桥的右臂，电容 $C_{30} \sim C_{33}$ 是功率开关管的谐振电容，与高频振荡变压器的电感构成谐振电路，能使功率开关管工作在零电压开关 ZVS 状态下。

全桥电路的主要开关变换元器件是 $VT_2 \sim VT_5$、$C_{30} \sim C_{33}$，其工作状态在 12 个过程中均有所不同，除了正半周与负半周两只功率管处在钳位续流过程外，另外还有四个谐振过程：左臂器件开始谐振与换相过程；右臂器件开始谐振与换相过程；一次电感储能返回电网，主变压器一次电流放电过零结束过程以及二次电流输出等四个变换过程。

3）集成电路 $IC_2 \sim IC_5$ 的供电电路。由 IC_1、TR_5、IC_3、IC_4、VD_3、VD_2、L_4、L_3、$C_{21} \sim C_{23}$ 组成供电电路。IC_1 是单片三端集成电路，片内集成了脉宽调制和高压驱动晶体管，它能承受 700V 的直流高压，变压器 TR_5 采用 EE-22 TDK PC40 磁心组成反激式开关电源供电电路，VS_2、VD_4 组成电压钳位电路。由变压器 TR_5 所耦合产生的脉动直流电压经 VD_2、L_3、C_{20}、C_{19} 整流滤波产生 V_{CC} 电压，V_{CC} 供给 IC_2（UC3854）、IC_5（UCC3895）、IC_3、IC_4（TPS2812）、IC_6（UC3907）的供电由电源的输出电压降压后取得。VD_3、L_4、$C_{20} \sim C_{23}$ 所产生的电压是供给系统中的控制电路的工作电压，以满足电路实现遥控功能的要求，整个系统的供电电压稳定，因此输出电压可以用作电路负反馈控制信号。该回路供电系统与一次电路完全隔离，所以安全、可靠、有保证。

4）功率因数校正电路。L_2、VD_1、VT_1、IC_2、C_6、C_7 组成功率因数校正电路。升压电感在电路中起着至关重要的作用，有关它的设计绕制工艺已在4.3节中作了详细的叙述，这里不再重复。VD_1 是升压超快速二极管。R_4、R_5 是输出电压取样分压电阻，以决定输出电压的高低，UC3854片内的基准电压 $V_r = 7.5V$，由下式计算出输出电压 V_h。

$$V_h = \frac{R_4}{R_5} V_r = \frac{520k\Omega}{10k\Omega} \times 7.5V = 390V$$

R_8、C_8 是输出端与反相输入端的相位调整元件。R_{11}、R_{12} 是输入电流取样电阻，R_3 是输出电流取样电阻，起着输出电流检测作用，取样电压信号送到电流放大器 IC_2 的5脚反相输入端，与同相输入的9脚进入片内乘法器相乘后从16脚输出，将已调PFC的输出电压维持不变。R_{25}、R_{10} 是峰值电流取样电阻，其阻值的大小对功率因数、动态响应和整个电路的稳定性起着重要的作用。R_{18}、C_{16} 是片外振荡电路，改变 R_{18} 或 C_{16} 的参数将改变电路的振荡频率。R_{18} 上的电压应低于3.75V。C_{15} 是软启动电容，软启动的作用是防止电路在启动瞬间输出电压过冲。C_{14} 是 IC_2 的供电电压滤波电容，C_{13} 是高频旁路电容，R_{15} 是电路泄放电阻。

5）斜波补偿电路。为了更好地提高电路的变换效率，降低变换期间的电能损耗。斜波补偿在开关电源电流模式控制电路中被经常使用。因为电流工作模式能使电路具有最大的调制占空比，从而使电路的输入电压范围加宽，也使电路工作稳定。场效应晶体管 VT_1 是恒流源，为 IC_5 提供稳定的工作电流；IC_5 的7脚产生三角波振荡，输入到 VT_5 的基极，发射极电压由 R_{51} 引入3脚，以修补三角波前沿不陡峭，影响电路电流工作模式，达到斜波补偿的目的。

6）过电流保护电路。过电流保护采用变压器 TR_4 一次绕组直接串联到主变压器 TR_1 的一次侧。输出负载的大小，将会直接在一次绕组得到反映，当负载电流超过额定值时，TR_4 的二次绕组电压上升，经 VD_6 整流，R_{44}、C_{47} 滤波的直流电压送到 IC_5 的12脚，经片内电压比较器比较，关闭片内脉冲输出，起到了过电流保护的目的。R_{43} 是输出电压的限幅电阻，调节其阻值可调节过电流保护工作点。

7）输出整流滤波和电压反馈电路。UR_2、L_1、C_{35} ~ C_{38}、R_{28}、C_{34} 以及 VD_5 组成输出电压整流滤波和输出隔离电路。R_{29} 是输出电流取样电阻，电路应用均流控制模式，在这种模式下，每个模块的输出电压存在着不同的差异，为防止输出电压高的模块向输出电压低的模块出现“倒灌”，用 VD_5 加以隔离，保证每个均流模块都向负载提供电能而互不受影响。

IC_8、IC_7、R_{30} ~ R_{32}、R_{36} ~ R_{39}、C_{39}、C_{40} 组成输出电压反馈电路，R_{39} 为输出电压取样电阻，同时 R_{39} 可改变输出电压高低。

8）均流控制电路。IC_6、IC_9、LED、VS_3 组成均流控制电路。VS_3 是稳压二极管。R_{40}、VS_3 为UC3907（IC_6）提供10V的工作电压。LED是状态指示发光二极管，通过它检测调节放大器的工作状态，调节电源模块输出功能。R_{41}、IC_9 是输出电压控制单元，IC_9 中发光二极管的电流跟随电压放大器输入端的电压升高而增大，电信号传送到 IC_5 的20脚，经过片内误差放大器、无载比较器，由14脚、17脚分别向全桥桥臂 IC_{10} 或 IC_{11} 输出均流控制电压信号，使桥路趋向平衡，这就是均流控制。

图 5-2　无辐射高可靠性 UCC3895 通信电源

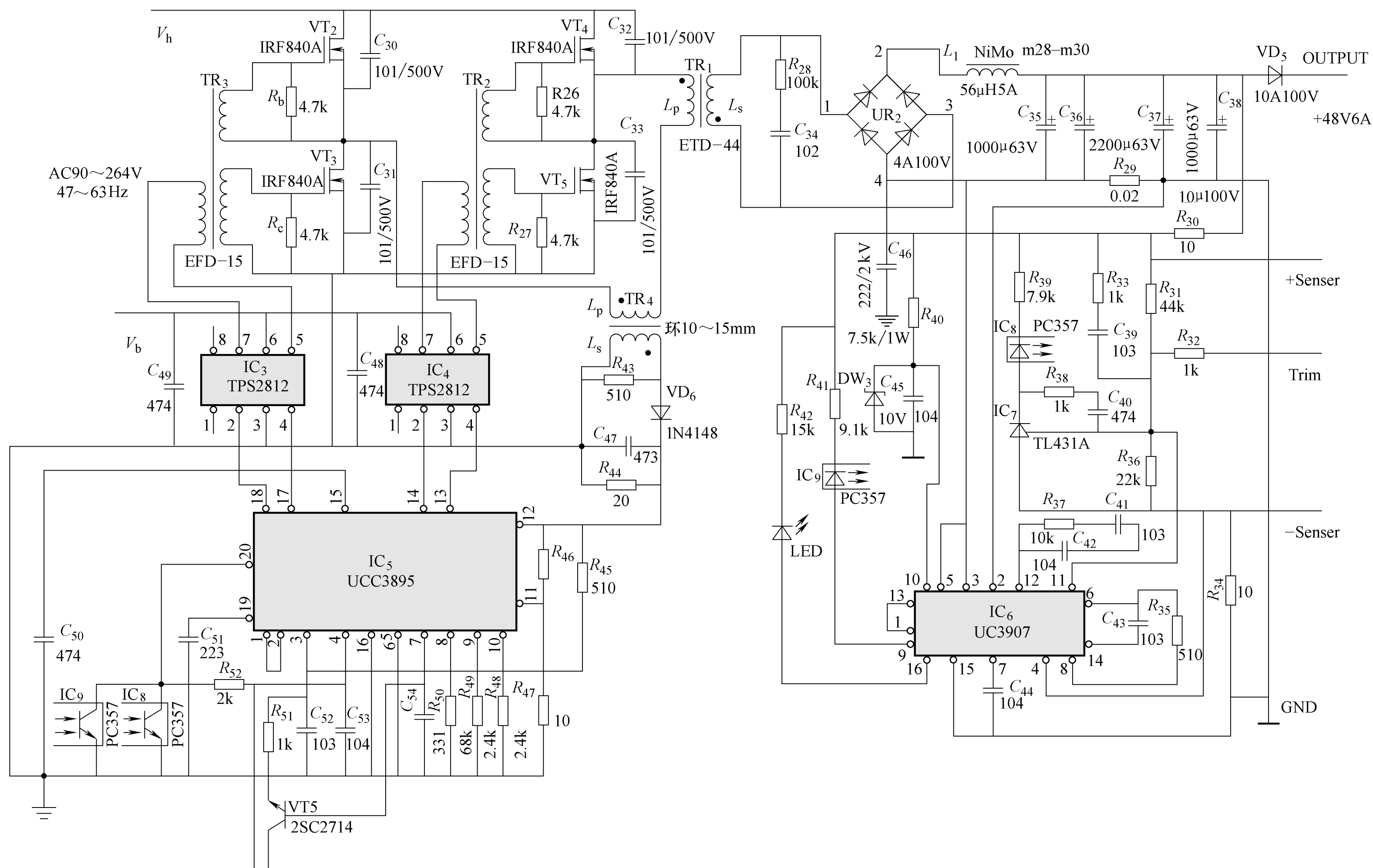


图 5-2　无辐射高可靠性 UCC3895 通信电源（续）

5.1.2 采用模块式、大功率 IPM-2M500N 的通信电源

模块式开关电源是将开关等一些功能器件通过粘贴浇灌工艺集成在一起，使它具有比分立元器件有更多更好的特性和技术参数，因为它的接点少、距离近、连接紧密、阻抗低、功耗小、抗干扰能力强，有些功能性集成块，还能承受很高的电流、电压应力。现代计算机的芯片集成了上亿个电子元器件。现代的通信电源的输出功率达几百千瓦级，它是几百个集成电源模块并联而成的，每一个电源模块的功率最低也要达到几千瓦。这样的开关电源如果用分立元器件组装，它的损耗、体积有多大，可想而知。

1. 模块式 IPM-2M500N 的特点

1）IPM-2M500N 的产品有 IPM-2M500N 10A、20A、30A、40A、50A，工作电压范围为 20～500V，模块的连续功率为 0～1000W，模块的工作频率为 100kHz，具体参数见表 5-1。工作电压范围、工作电流范围是电信通信最重要的两项参数。IPM-2M500N 电源模块如果是三相输入电压，功率可达到25kW，可驱动更大功率 IGBT。市电在 150～265V 内变化，电源输出可以保持稳定。

表 5-1 IPM 模块使用参数

型号(内装 2×MOSFET)	单管电压 V_{DSS}/V	直流电流 I_{D25C}/A	直流电流 I_{D100C}/A	脉冲电流 I_{DM}/A	导通电阻 $R_{OS(ON)}$/Ω	结-壳热阻 R_T/(℃/W)	单管耗功率 P_{Dmax}/W	模块工作频率/kHz
IPM-2M100N40A	100	40	29	160	0.055	0.65	230	100
IPM-2M100N30A	200	30	19	120	0.085	0.65	190	101
IPM-2M500N30A	500	20	16	80	0.275	0.45	280	102
型号(内装 2×MOSFET)	工作电压范围/V	平均工作电流/A	建议工作电流/A	脉冲宽度范围(%)	模块散热片	模块散热片温度/℃	模块连续功率 P_{MD}/W	按需可改频率/kHz
IPM-2M100N40A	12～100	0～50	0～40	1～90	半功率时自冷	85	0～1000	20～30
IPM-2M200N30A	20～200	0～40	0～30	1～90		86	0～900	20～30
IPM-2M500N20A	2～500	0～30	0～20	1～90		87	0～800	20～30
IPM-2M500N30A	20～500	0～30	0～20	1～90	全功率时风冷	88	0～700	20～30
IPM-2M500N40A	20～500	0～30	0～20	1～90		89	0～700	20～30
IPM-2M500N50A	20～500	0～30	0～20	1～90		90	0～700	20～30

2）具有多种保护功能，并有均流功能。电流型脉宽调制方式可根据检测电路传来的电流信号对每个电流脉冲实施电流检测，检测电流与模块内的标准电流一一比较，当比较结果超出设定值时，主控门关断停止输出而进行过电流保护。它具有均流功能，模块设计采用自动平衡均流方式，这种均流实施时间短，程式简便，效果好。另外，它还具有软启动功能，根据输出电压高低，软启动时间有长有短，为保护输出负载免受冲击，保护桥路开关管的安全尤为重要，以短软启动较好。

3）所谓电流型 PWM 是在比较器的输入端直接将感应到的输出电流信号与误差放大器的输出信号进行比较，以控制输出脉冲的占空比，使输出的峰值电流信号跟随误差电压变化。这种控制方式可以改善整个开关电源的电流调整率和电压调整率，改善整个系统的瞬态响应，使控制系统响应速度极快、极灵敏。电流型 PWM 还具有重叠脉冲控制驱动开关的特点，它可以在一个时间周期内出现两个连续脉冲控制开关，这种性能保证了半桥电路或全桥电路构成的开关电源的长期安全运行，扫除了由于控制误差致使电源不能顺利工作的控制障碍，增加了电源的可靠性。

4）IPM-2M500N 控制模块的高低端驱动器采用国外最新的用于半桥或全桥电路、具有高低端栅极浮动式高电压驱动的 IC 专用驱动器。一般的半桥或全桥驱动电路的高端和低端不是同接在一个地，但它们受同一个控制电路发出的控制信号控制而进行工作，因此这种控制信号传输必须进行隔离，否则电源不能进行工作。信号隔离技术采用脉冲变压器来完成，是最简单而又可行的。当变换电路的工作频率下降时，脉冲变压器传导的电信号将受到变压器磁心磁导率、居里温度、磁感应强度诸多因素的影响，电信号的传递总是不大理想，而采用 IC 直接驱动，不存在上述各因素的影响，它可以在几百千赫范围内稳定地工作。IPM-2M500N 可以在工作区域里或是死区里工作，防止电源变换电路产生误差直通信号，驱动电路吸收桥式电路所产生的密勒效应，因此模块的可靠性很高。图 5-3 是它的内部功能框图。

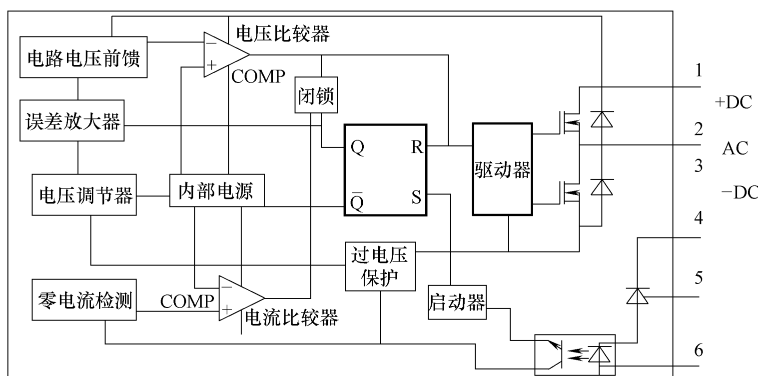


图 5-3　IPM-2M500N 内部功能框图

2. IPM-2M500N 模块式开关电源电路工作原理

IPM-2M500N 模块属于半桥式功率变换控制单元。模块采用各种无感元件设计，电路用贴片式电阻、电容，对控制反馈回路电流、电压进行检测。对比较控制回路、各种保护功能、MOSFET 驱动单元采用新的集成工艺和粘贴技术混合安装制造。模块的 1、3 脚分别接直流电源的正极和负极，2 脚可输出 100kHz 的全脉冲宽幅功率驱动方波，为桥路提供信号源，4、5、6 脚是隔离反馈电压 PWM 输出端口，5 脚是精密稳压源的 2.5V 标准工作电压输出端口，调整 5 脚的工作点即可改变 2 脚调节脉冲的宽度，也就调节输出功率。图 5-4 是它的原理图。

交流电源电压经 C_1、C_2、C_3、C_4、L_1 低通滤波抑制 EMI 和 RFI 以及传导噪声干扰，VD_1 ~ VD_4、C_4 是交流电压整流滤波电路。L_2、C_4、R_1 是功率因数校正电路，以提高电源功率因数。TR_1 是电桥耦合变压器，变压器的二次侧分别接耐高压开关功率管 VT_2、VT_3（MOSFET），组成电桥的右臂。VD_{12} ~ VD_{15}、L_2、C_8、C_9 是电压输出整流滤波电路，TR_2 是电源的高频振荡变压器，这是一只特殊的变压器，变压器磁心用的是非晶合金（Ni-Co）金属软磁材料，它的磁导率很高、耐蚀性、耐熔性、硬度、韧性和高电阻率，是其他锰-锌铁氧体不可比的。这种材料通常称为超微晶合金材料，一般大功率开关电源使用这种材料。

VD_6 ~ VD_9 是串接在 TR_2 的一次辅助绕组的反馈控制电压，因为对反馈的品质要求较高，所以专门设计这种供电电路。调整电位器 RW_1 将调整电压保护值的大小，调整 RW_2 是调整电流保护。这两种参数结合通信电源的要求，在调试好后，用 1% 的精密金属膜电阻取代，再进行规模化生产。RW_2 的电流调整范围可为 0 ~ 5A，RW_1 的电压调整范围可为 5 ~ 100V。

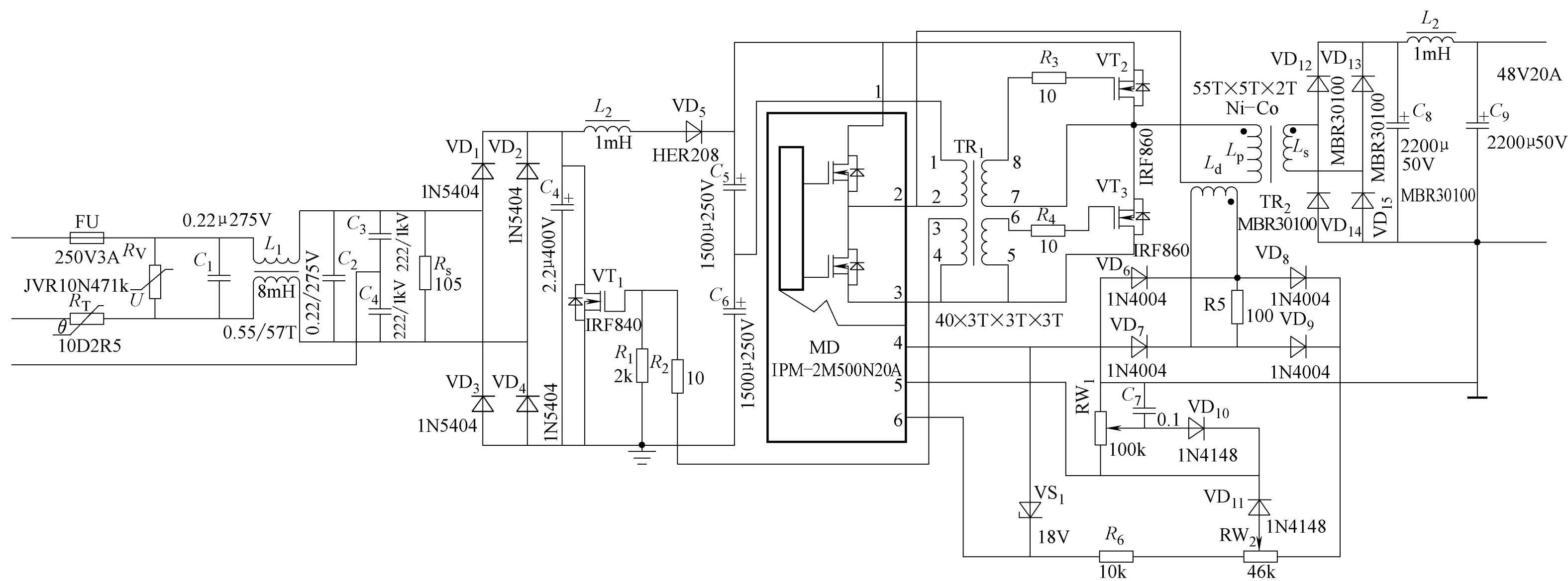


图 5-4　模块式大功率 IPM-2M500N 通信电源

5.1.3　采用高可靠性、不间断AC/DC、DC/DC两种变换UC3848A的通信电源

通信电源基本要求是安全可靠，保证通信不间断，要求设计人员合理设计，多采用新的控制器件。图5-5所示为由UC3848A构成的交流变换为直流和直流变换为直流两种电源供电的可输出5V、6A的通信电源。

1. UC3848A电路工作原理

AC/DC变换工作原理：由图5-5所示变换电路由EMI抑制电路、交流整流滤波电路、电能变换电路、脉宽控制电路、输出整流滤波电路、负反馈和保护电路等组成。

1）交流整流滤波电路。交流电源从FU、R_T两端以86~265V的宽电压范围对电路供电，由C_1、C_2、L_1组成π型滤波电路，将来自供电电网的噪声杂波和电源内部电磁干扰波进行阻隔和抑制，同时对来自空中和地面的瞬态浪涌电压也进行抑制和旁路，电阻R_V是氧化锌压敏电阻，在这里起过电压保护作用；R_T是负温度系数热敏电阻，起温度保护作用；R_1是泄放电阻，对输入电压高端起分流作用。C_{y2}、C_{18}、C_{35}是安全电容，C_{y1}、C_{y2}与L_1组成抗共模或串模干扰，也将电源中的器件因漏电或电磁场产生的静电引入地，以确保人员、设备的安全。UR及C_3是全波整流器件和平波电容，C_4是高频旁路电容，整流后的310V直流电压供各电路使用。

2）电能变换电路。VT_1、TR_1、R_{10}、IC_1组成电能变换电路。当输出功率上升时，调制脉冲占空比增大，开关功率管输出电流增大，漏极电流上升。当电流流过R_{10}的电压降超过1V时，由IC_1的3脚输入芯片内的电压比较器的电压与基准电压比较，因输入高电压，片内锁存器关闭输出，变换电路停止工作，R_5、C_6、VD_1是网络缓冲电路，将振荡变压器一次侧产生的漏电感而引起的尖峰电压加以钳制，保护开关管MOSFET的工作安全，R_{10}是电流取样电阻，监测电源输出运行状态，起着过电流保护的作用。

3）脉宽控制电路。R_{11}、C_{10}是IC_1的片外振荡电路，振荡频率$f_o = 1.74R_{11}C_{10}$，它是IC_1工作的动力，频率高低直接关系到电源输出功率大小，C_{11}是接在3、4脚间的陶瓷电容，起着振荡波形斜波补偿作用，防止电路在输入低电压时，出现寄生振荡。C_9接在IC_1的8脚基准电压输出端，是消噪旁路电容。R_3是3脚的上拉电阻，当输入电压在高端或低端时，输出功率由此会出现过高或过低变化，R_3用来平衡稳定过电流保护工作点不一致的作用，消除发生错误保护。IC_1的2脚是误差放大器的反相输入端，为了避免外界干扰信号进入片内而使工作发生异常，将它直接接地。R_8、VD_3是MOSFET的加速电路，R_8是它的驱动电阻。

4）UC3848A的供电电路

启动电源通过R_2使直流高压降压、C_5整流滤波、VS_1稳压后直接供给IC_1的7脚用电，当接通电源以后，直流脉动电压向C_8充电到16V时，IC_1开始工作，6脚产生驱动脉冲调制信号，驱动开关功率管产生脉冲调制电压，变压器TR_1的L_F绕组马上产生高频开关电压，经R_6限流、VD_2整流、C_5滤波的直流电压供给UC3848A工作电压。C_7是高频旁路电容，调整R_6的阻值大小，可以直接调整IC_1的工作电压。R_6的阻值大小既要满足IC_1的供电要求，又要能在当输出电源发生短路时，使电路进入短路保护。

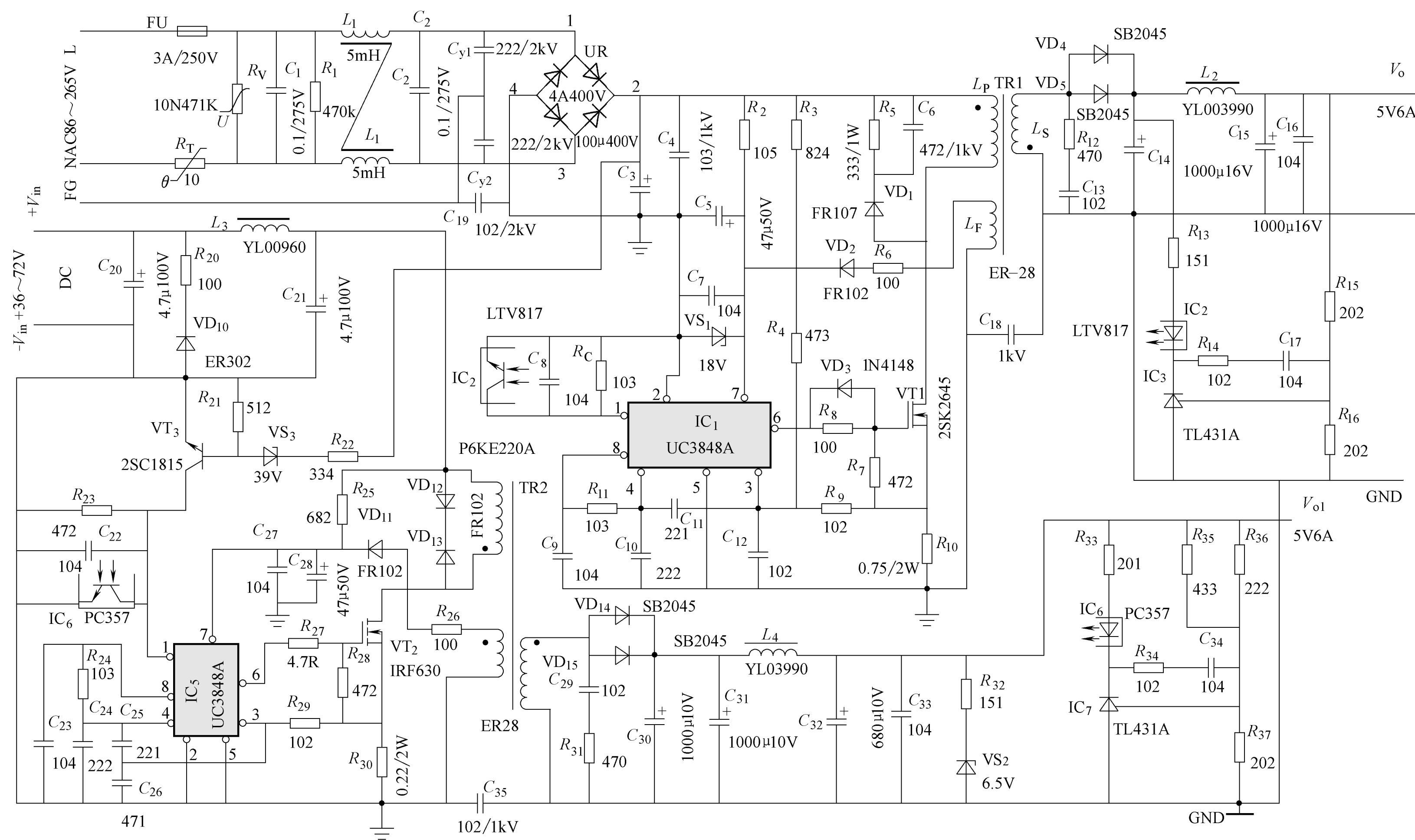


图 5-5 高可靠性不间断 AC/DC、DC/DC 两用 UC3848A 通信电源

5）负反馈和保护电路。VD_4、VD_5、C_{14}、C_{15}及 L_2 是输出整流滤波电路。整流二极管应选用在大电流的工作状态下，反向恢复时间只有几纳秒的肖特基二极管。C_{16}为抑制高频电压的旁路电容，在安装 C_{16}时应紧靠输出端，否则会产生高频振荡、纹波电压上升。IC_2、IC_3、R_{13} ~ R_{16}是输出电压反馈控制输出电压高低电路，起着输出过载、短路保护作用。R_{14}、C_{17}是使输出电路消除寄生振荡的元件。R_{13}是 IC_2 的发光二极管限流电阻。

DC/DC 转换工作原理：DC/DC 变换与 AC/DC 变换有许多相似之处，不再重复，只对一些不同的电路进行简单分析。现对交/直流输入通断控制电路介绍如下：VD_{10}、R_{20}是判断电源输出极性正确与错误的两个元器件，如果电源的正、负极接反，VD_{10}因正向导通，将输入电源短路，保护了电路的安全。R_{20}为限流电阻，以防止因电源极性接错，将接入电源短路而损坏。图 5-5 电路具有交流、直流不同电源给电路供电，则要求输入的交/直流电源同时供给各自的变换单元，输出各自经整流滤波的直流电压，输出电压不允许有断电现象，也不允许输出电压出现跌落，否则不能保证通信电源的实质要求。但是两路变换电路同时工作，或多或少会产生相互干扰，从实际使用情况来看，必须使电路一部分工作，另一部分停止，这才能保证电路顺利进行。VT_3、VS_3、R_{22}、R_{21}是电路的交/直流变换通断信号控制电路。假设先由 AC/DC 变换交流输入，交流电压经桥式全波整流滤波后，由电阻 R_{22}降压，使稳压二极管 VS_3、晶体管 VT_3 先后导通，VT_3 的导通使 IC_5 的 1 脚电压下降，当 1 脚电压低于 1V 时，IC_5 的 6 脚关闭输出，直流变换电路停止工作，处于待机，只要撤除对 IC_5 的 1 脚的封锁信号，IC_5 便可立即工作。值得注意的是：这时的 DC/DC 转换电路待机，是与没有直流输入电压而停止工作是有区别的，如果没有直流电压输入，IC_5 不能工作，因为 IC_5 的供电电压由 R_{25}、C_{28}向它的 7 脚供电。另一种情况，假设先由 DC/DC 变换电路的直流先供电，DC/DC 变换电路照样工作，如果这时交流送电，IC_5 的 1 脚将得到封锁信号，立即关闭 6 脚驱动输出，DC/DC 转换电路停止工作，处于待机状态。

2. UC3848A 电路特点

1）为保证电路输出电压连续不间断，在交直流的供电电路做到了零时间切换，不产生相互干扰，具有很高的电磁兼容性，充分利用了 UC3848A 系列 IC 控制芯片的功能，提高了通信电源的可靠性和可操作性，产品的品种得到了优化、销路得到广泛扩大。

2）电路在设计时，考虑了在作交/直流切换时，对输出负载的配备的差别，设计了具有足够大的滤波电容量，保证在变换切换后对负载的放电时间要求，保证波峰具有平斜度。

3）当需要将交流整流后的地与直流输入地分隔时，可通过光耦合器的隔离作用，来传输电源的控制信号，以保证电气上的直接相连。但是输入地和输出地是通过 Y 电容 C_{18}、C_{35}分别将两地相连，有效地抑制电路会出现的共模干扰。

5.2 电视电源

5.2.1 采用具有 APFC、抗 EMI 的 TEA2261 的电视电源

广播电视已经由模拟制式转向数字制式，要求电视机具备能接收数字制式的电气性能。液晶电视、投影电视、等离子电视等都称为高端电视，它们都具有接收数字信号的功能。目前世界上，尤其是欧美国家规定电子产品的输入功率大于 75W 时，要求电路具有功率因数

补偿，以保证供电电网的无功功率与谐波含量满足有关规定。当代的电视电源都甩掉了笨重的电源变压器改用开关电源，以达到体积小、重量轻，使用方便、安全、省电。电视开关电源按开关管和负载电路的连接方式不同，分串联型和并联型两种。图 5-6 属于串联型开关电源。

1. TEA2261 电路特点

1）电路具有高功率因数（0.99）、低谐波含量（THD < 3.5%）、高效率 M≥90%，抗电磁干扰（EMI）的能力很强，有很好的电磁兼容性（EMC）。从某种意义上讲是绿色环保电源。

2）有保护功能，即短路保护、过载保护、过电压保护、过温保护以及开路保护，它安全可靠。两种电源地用一种高压聚酯薄膜电容将它连接起来，具有抗共模干扰的能力。

3）电源的输出功率可达 250W，是一般彩电电源用电的 3 倍，裕量大。有 5 路直流电压输出，分别接到彩电各个电路单元。体积小、重量轻，电路仅用两片 IC，使用元器件少，制作维修容易。输出电压稳定，纹波电压低。

2. TEA2261 电路工作原理

电源的工作原理如图 5-6 所示。C_1、C_2、L_1、C_{y1}、C_{y2}、C_3 以及整流桥 UR_1 组成 EMI 滤波电路。UR 采用全波整流方式，整流后的 100Hz 脉冲电流为下级 PFC 功率因数校正供给足够高的电能。TR_1、VD_1、C_5 以及 L4981A 组成 APFC 电路，TR_1 是升压变压器，VD_1 是升压二极管。滤波电容 C_5 两端有 400V 的直流电压输出。L4981A 是功率因数校正模块，是一种平均电流模式 PWM 控制 PFC 芯片。电路在工作状态下，MOSFET 晶体管和 TR_1 的二次绕组在 IC_2 的作用下产生高频电压，此电压经 VD_2、C_{12} 整流滤波加到 IC_2 的 19 脚，用作 IC_2 的工作电源，此电压正比于电源输入电压。交流电流经电阻 R_4 加到 IC_2 的 4 脚，流进 4 脚的脉动电流被 IC_2 片内的乘法器检测、变换，输出直流电压。经 R_8、R_9 分压取样被送至 IC_2 的 14 脚进行监控。IC_2 以及相关电路，使输入的交流电流跟踪交流电压变化的正弦波电流波形，这样抑制了交流电流的谐波畸变，并将系统的功率因数由通常的 0.70 提高至 0.99 以上。

IC_1 和 IC_2 组成主从 DC/DC 变换电路拓扑结构形式，有利于进行脉宽调整，依据负载功率的变化而变换。IC_3 监视调控输出负载的变化进行频率调整，负载越大，IC_3 的工作频率越高，经 TR_3 隔离耦合，调制频率进入 IC_1 的 2 脚，再由 IC_1 的比较、放大、斜波补偿，由 IC_1 的 14 脚输出 PWM 信号，推动开关功率 VT_3。变压器 TR_2 的二次输出直流电压供电视各级使用。R_{36}、R_{38} 及 RW_2 从 +135V 分压检测出负载工作状况，输入到 IC_3 的 5 脚。在 3 脚输出 PWM 脉冲。如果 IC_3 的 3 脚没有脉冲输出，晶体管 VT_1 饱和导通，这样 IC_2 的 12 脚电容 C_{11} 被短路，IC_2 不工作。只要 IC_3 有脉冲信号发送，晶体管 VT_2 则导通，VT_1 截止关断，这时 IC_2 启动。

5.2.2 采用具有电荷泵电压转换的 ICEIQS01 的液晶电视电源

所谓电荷泵电压转换是利用电容的充电、放电的基本特性实现流动电荷转移，达到电能转换的目的，这种电压反转器电路称为电荷泵变换器（Change Pump Converter）。因为电荷泵电压变换的效率高、静态电流小、耗电低，所以在电子开关电路中广泛应用。

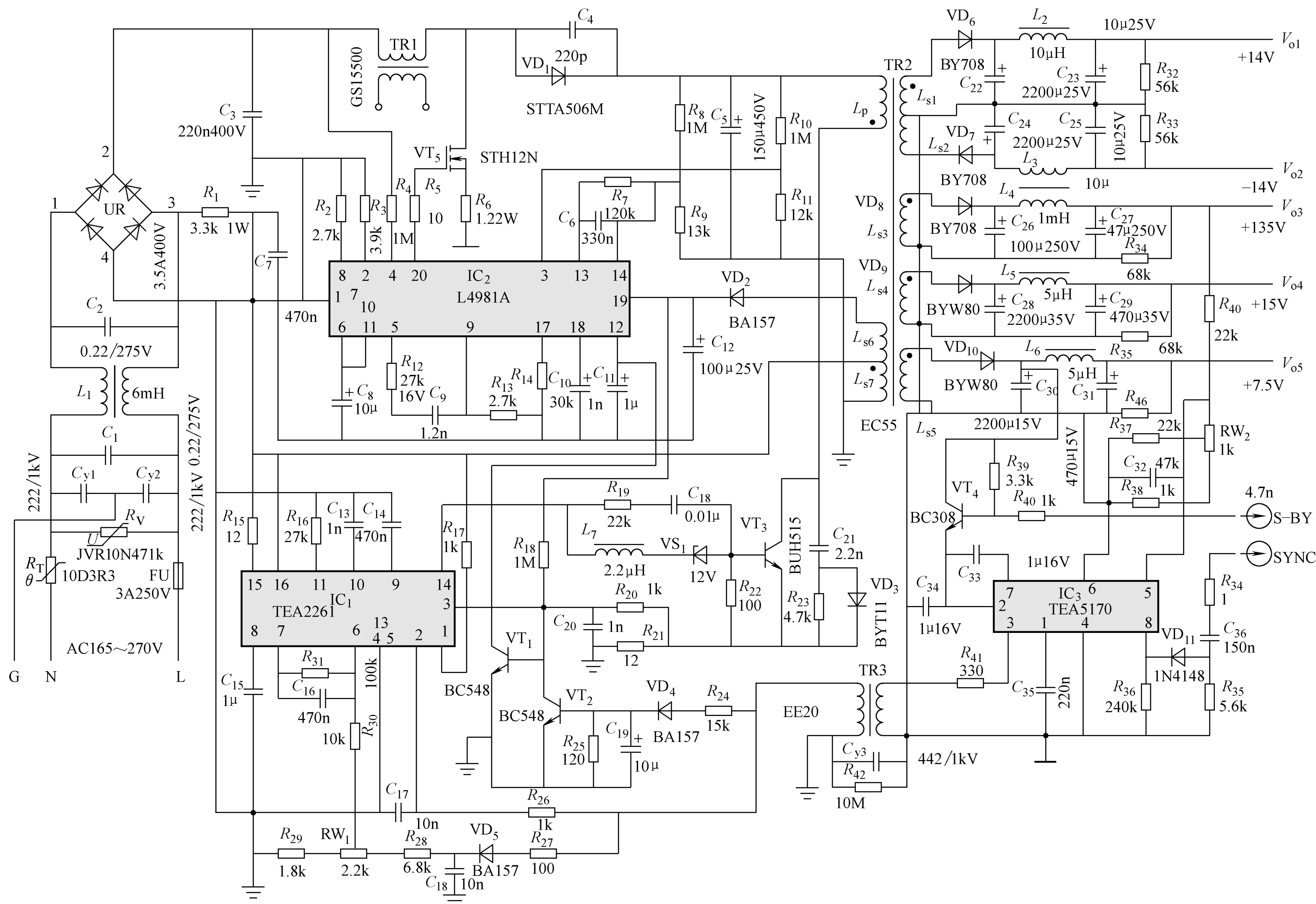


图 5-6　APFC 抗 EMI TEA2261 电视开关电源

1. ICEIQS01 的电路特点

1）电路采用电荷泵电路实现功率因数校正，具有结构简单、转换效果良好，功率因数达 98% 以上，其成本比一般 PFC 电路少 30% 。

2）ICEIQS01 选用电荷泵电压转换原理，转换器工作在准谐振方式，所以电路的启动快、开关损耗极低，随着频率降低，电路仍能保持准谐振方式，电源从满载到零载范围内能够平稳工作是因为 ICEIQS01 在接收数字电视信号时，有抗抖动电路，消除过零信号延时，能连续接收。

3）电路采用了新的调压方法，可在变压器的控制绕组与控制输入之间进行外部光耦合方式调整，电路也可用输出功率（电流或电压）采样比较方式调整输出供电状况。光耦合调压电路利用两套装置，分别对四路输出电压进行控制，这在一般开关电路很少用到，为的是保持四路输出平衡，尤其 V_{o4}在输出 136V 的状态下不影响其余三路输出。

4）电荷泵电压转换器用 ICEIQS01 应用在数字液晶电视、DVD 播放机、卫星接收机和笔记本电脑等电器产品上。在待机方式下，ICEIQS01 自动进入突发方式，具有过电压保护、欠电压锁定、输入欠电压关断和过电流限制等功能，它的启动电流仅 50μA，待机功耗低于 1W。

2. ICEIQS01 片内功能

ICEIQS01 电路控制集成块主要由比较器、触发器、锁存器、数字处理模块、输出缓冲器等电路组成，图 5-7a 为内部结构框图。图上的折弯点校正，它的功能是开关功率管在导通期间，从 IC 的 3 脚流出的电流被 CS4 里的电流分流 0.5mA 后流到 IC 的 2 脚，从而增加 C_9 的充电电压的斜率，使开关管 MOSFET 的导通时间缩短，提高开关速度。供电电压的检测由反馈绕组、VD_3、VD_4、R_4 提供。门限电平的 5V 和 4.4V 的比较器用于电路一次调整，门限电平的 1V 和 50mV 的比较器用于过零比较和抑制时间比较。加法计数器、比较器和两个时间定时器，组成数字处理模块。软启动触发器和通断开关器，是处理电路在待机和瞬态电压冲击时应急处理电路。片内 V_{CC}的 20V 和 9V 比较器是对输入电压进行比较，然后执行过电压或欠电压锁定保护。脉冲锁定触发器的输出连接到开通时间触发器，它执行电路锁定后待机，等到下个触发脉冲启动 IC，经过 7 脚 Out 内的输出缓冲器输出触发脉冲，电路开始工作。

R_1 为片内上拉电阻，下部连接 4 脚，上部接入 5V 参考电压，开关由触发器的 Q 端输出控制，触发器的过零信号所产生抑制时间，再控制第二个触发器，当 IC 的 4 脚电平超过 4.4V 时，第一个触发器又接到另一个过零信号，循环不停。数字处理器的工作原理是由四位加减计数器、过零信号计数器、50μs 和 50ms 定时器组成。如果过零信号与加减器的数据相等，比较器就发出一个信号至时间定时器，使 MOSFET 功率管导通一次，加减计数器也随之改变，这种变化决定锁存电压的低端 V_{RL}和高端 V_{RH}的变化，若 V_{RL}、V_{RH}都处于高电平，加减计数器减 1，当 IC 的 4 脚电平 $V_{SRC}<3.5V$ 时，V_{RL}锁定低电平，加减计数器加 1，当 $V_{SRC}<4.4V$ 时，V_{RH}锁定低电平，加减计数器减 1，计数器的加或减就是电路控制输出功率的调节过程。图 5-7b 是 ICEIQS01 引脚排列图。

3. ICEIQS01 电路工作原理

图 5-8 是电荷泵电压转换液晶电视电源原理图。共有 6 组输出，V_{o1}（6.5V，2.5A）是供给微处理器用电，V_{o2}（13.5V，4.5A）为音频功放电路供电，V_{o3}（27V，1.2A）为微处理机负载用电，V_{o4}（136V，0.9A）为功率输出和图像显示电路用电。本电路输入低通滤波整

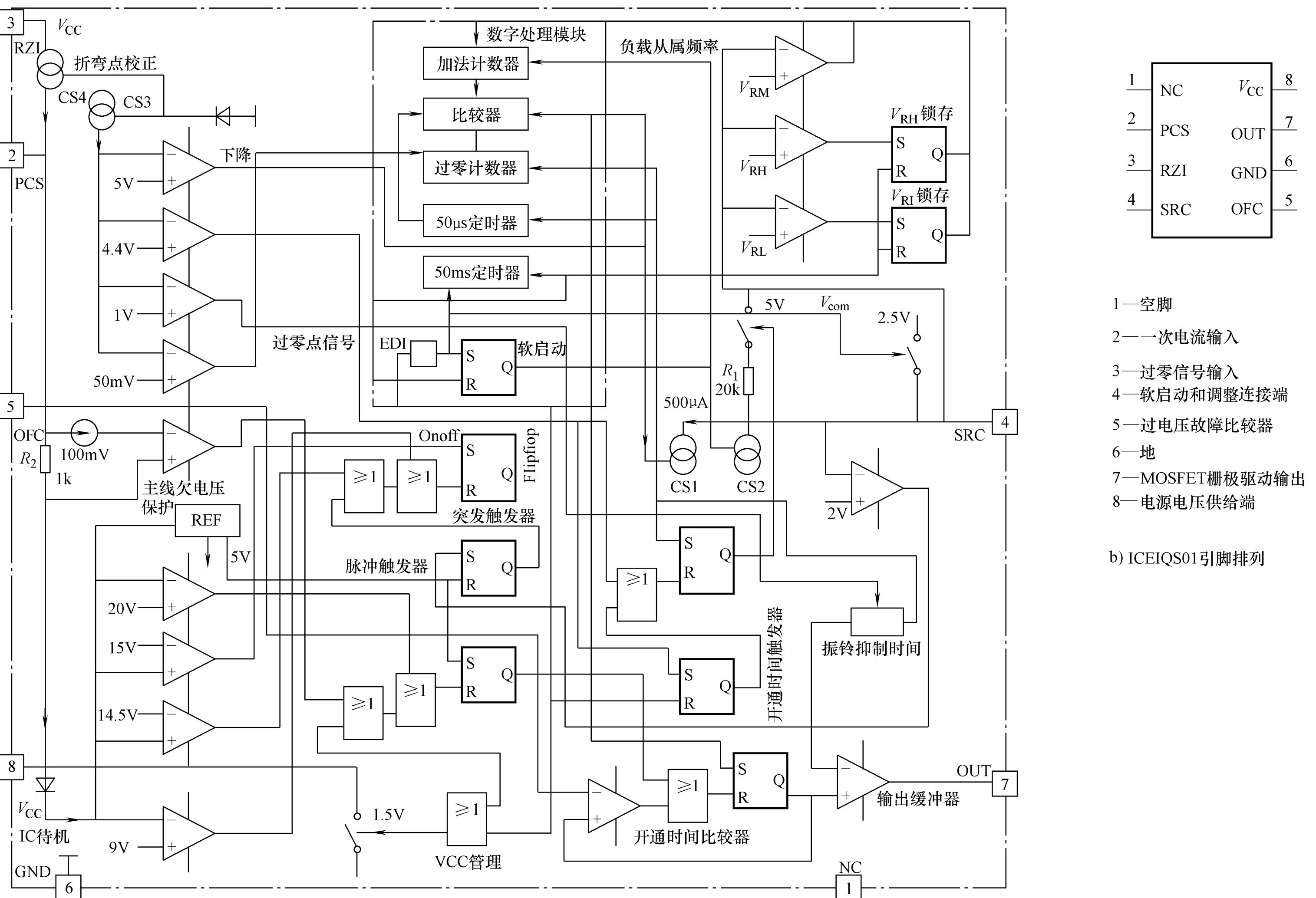


图 5-7　ICEIQS01 内部结构及引脚排列图

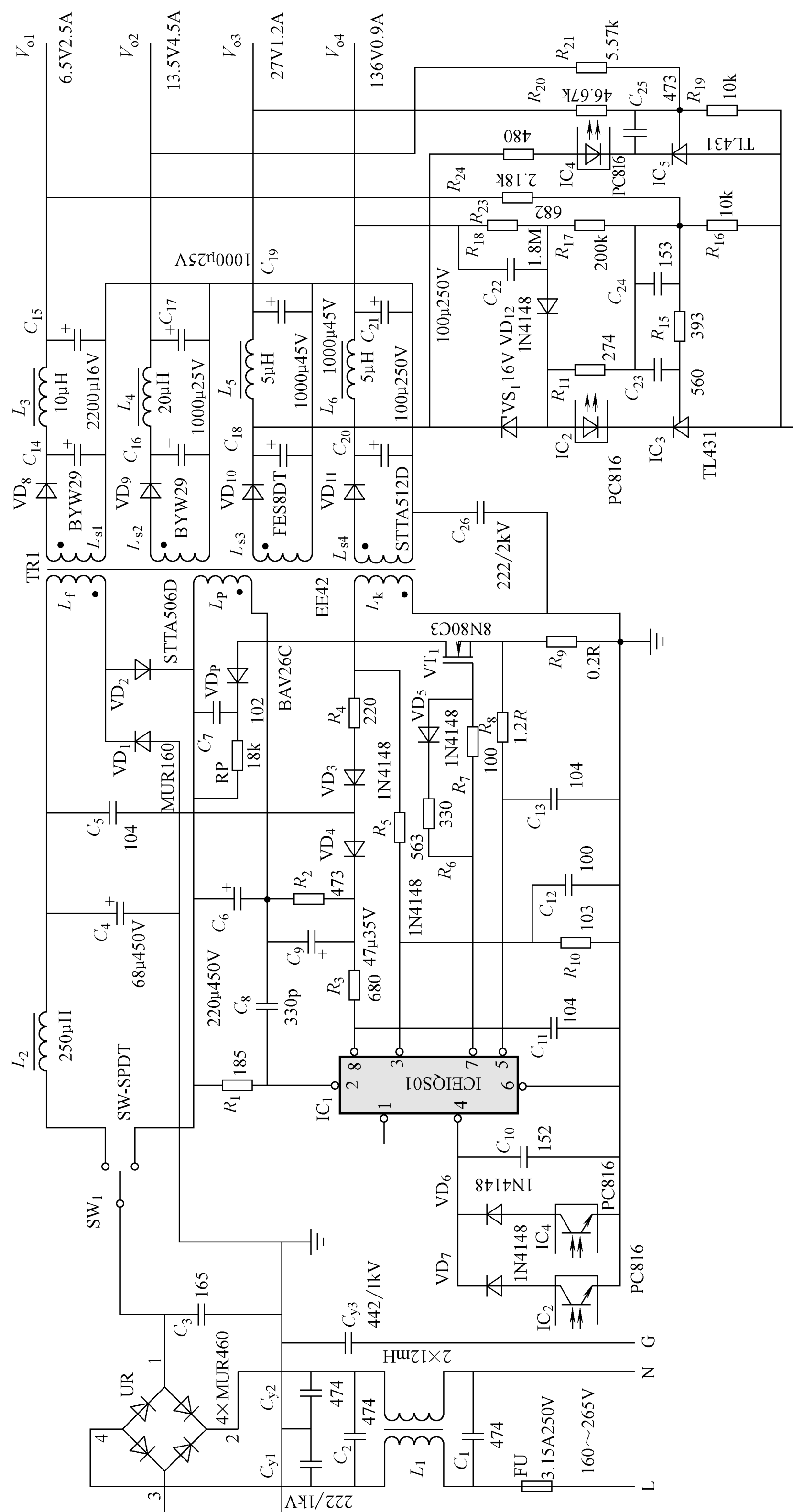


图 5-8　具有电荷电路 ICE1QS01 液晶电视电源

流与前面的电路相同，这里不再叙述。只说电荷泵电路，它是实现电压转换和功率因数校正的主要途径。交流电压经 UR 桥式整流、C_3 滤波后，升压电感 L_2 和变压器一次绕组 L_p 组成“电荷泵”电压电路，二极管 VD_2 为防止滤波电容 C_6 的电压回到 C_{y3}、引起转换电压不稳，VD_1 消除负电压超过 VD_2 的电压，当开关 SW_1 拨到上端时，功率因数调整“充电泵”开始工作，SW_1 拨到下端，电路不进行 PFC 的功能，L_2、L_p、VD_1、VD_2 失去作用。电路将 L_f、RP、C_7、VT_1、VD_P 负担起变换电路电能转换功能，RP、C_7、VD_P 是网络吸收电路。芯片内数字处理电路能在电路负载减小时，使开关管的工作频率降低，自动降低输出功率，不产生功率输出抖动。如果输入电压降低，IC_1 的 4 脚电压降低，当 $V_{SRC}<2V$ 时，ICEIQS01 的突发方式启动电路，片内缓冲器 7 脚切换到低电平，IC_1 关闭门限，使输出电压下降。R_5、R_{10}是变压器 L_k 绕组输出电压的分压电阻，若 3 脚的脉冲电压为 4V 时，过零信号输入正常，否则进行过零调整。C_{12}防止变压器 L_k 绕组的瞬态冲击电压出现。IC_2、IC_3 和 IC_4、IC_5 两套精密电压负反馈电路，分别对电路输出电压 $V_{o1}\sim V_{o4}$进行控制。因为 V_{o4}的输出电压太高，仅一套控制系统很难维持输出功率平衡。电阻 R_1 和电容 C_8 可以限制电路的输出功率，起着过电压保护的作用。二极管 VD_6、VD_7 防止四路输出控制紊乱，抑制 PWM 脉冲信号“倒灌”。

4. 主要元器件的设计

1）限流电阻 R_1 的计算与电容 C_8 的计算

流入 $IC_1$2 脚的电流 $I_{p2}\geqslant 100\mu A$，否则欠电压保护，设输入交流电压最低为 160V，则

$$V_{Pmin}=160V\times 1.414=226.2V$$

$R_1=\dfrac{V_{Pmin}}{I_{p2}}=\dfrac{226.2V}{100\times 10^{-6}A}=2.26M\Omega$，取 $2.4M\Omega$。

$$C_8=\frac{V_{Pmin}}{7.1R_1}\times t_{on}\times 10^3\quad t_{on}=DT=\frac{D}{f}$$

设电源的工作频率为 20kHz，$D=0.5$，

则 $t_{on}=\dfrac{0.5}{20\times 10^3 Hz}=25\mu s$

$C_8=\dfrac{226.2\times 25\times 10^3}{7.1\times 2.4\times 10^6}\mu F=\dfrac{5655}{17.04}\times 10^{-3}\mu F=332pF$，取 330pF。

2）反馈电阻 $R_{18}+R_{17}$、R_{23}、R_{20}、R_{21}的计算

IC_3 的反馈电流 $I_F=\dfrac{V_{REF}}{R_{16}}=\dfrac{2.5}{10\times 10^3}A=250\mu A$

IC_3 所控制的 V_{o4}、V_{o1}两路输出电流为 $I_{C3}=2.5A+0.9A=3.4A$，反馈系数 K_1、K_4 分别为

$$K_1=\frac{I_{o1}}{I_{C3}}=\frac{2.5}{3.4}=0.735\quad K_4=\frac{I_{o4}}{I_{C3}}=\frac{0.9}{3.4}=0.265$$

IC_5 所控制的 V_{o2}、V_{o3}两路输出电流为 $I_{C5}=4.5A+1.2A=5.7A$，反馈系数 K_2、K_3 分别为

$$K_2=\frac{I_{o2}}{I_{C5}}=\frac{4.5}{5.7}=0.79\quad K_3=\frac{I_{o3}}{I_{C5}}=\frac{1.2}{5.7}=0.21$$

各组反馈电流分别为

$$I_{F1}=I_FK_1=250\times 0.735\mu A=183.75\mu A$$
$$I_{F4}=I_FK_4=250\times 0.265\mu A=66.25\mu A$$
$$I_{F2}=I_FK_2=250\times 0.79\mu A=197.5\mu A$$

$$I_{F3}=I_F K_3=250\times 0.21\mu A=52.5\mu A$$

各反馈电阻 $R_{18}+R_{17}$、R_{23}和 R_{20}、R_{21}的计算

$R_{18}+R_{17}=\dfrac{V_{o4}-2.5V}{I_{F4}\times 10^{-6}}=\dfrac{136-2.5}{66.25}M\Omega=2M\Omega$，设 R_{17}为 200kΩ，$R_{18}=1.8M\Omega$

$$R_{23}=\frac{V_{o1}-2.5V}{I_{F1}\times 10^{-6}}=\frac{6.5-2.5}{183.75\times 10^{-6}}\Omega=2.18k\Omega$$

$$R_{21}=\frac{V_{o2}-2.5V}{I_{F2}\times 10^{-6}}=\frac{13.5-25}{197.5\times 10^{-6}}\Omega=5.57k\Omega$$

$$R_{20}=\frac{V_{o3}-2.5V}{I_{F3}\times 10^{-6}}=\frac{27-2.5}{52.5\times 10^{-6}}\Omega=46.67k\Omega$$

3）振荡变压器 TR_1 的设计

最大输入 P_{in}功率，取电源效率 $\eta=0.85$

$$P_{in}=\frac{P_o}{\eta}=\frac{250}{0.85}W=294W$$

最低输入直流电压 $V_{inmin}=\sqrt{2}V_{min}F_o$，$F_o$ 为纹波系数，取 0.9

$$V_{inmin}=\sqrt{2}\times 160\times 0.9V=203.6V$$

最高输入直流电压 $V_{inmax}=\sqrt{2}V_{max}F$

$$V_{inmax}=\sqrt{2}\times 265\times 0.9V=337.2V$$

计算变压器一次最大平均电流 I_{pmax}

$$I_{pmax}=\frac{P_{inmax}}{V_{inmin}}=\frac{294}{203.6}A=1.44A$$

计算变压器一次匝数 N_P

$$N_P=\frac{V_{inmax}t_{on}}{\Delta B_{ac}A_e}=\frac{337.2\times 25}{0.28\times 420}\text{匝}=71.68\text{ 匝}=72\text{ 匝}$$

根据工作频率和输入功率，按图 3-20，选用磁心 EE55/55/25，按表 3-2 查 $A_e=420mm^2$。由图 4-4 可知磁心在 20kHz 时最佳单向磁摆幅值 $B_{opt}=140mT$，总的磁感应强度增量 $\Delta B=2\times 140mT=280mT$。

计算二次绕组匝数 L_{s1}、L_{s2}、L_{s3}、L_{s4}，输出电压 V_1、V_2、V_3、V_4 与变压器二次侧的关系是

$$V_1=\frac{V_{o1}+V_{DF}+V_{L3}}{D}$$

根据此公式分别计算出：

$$V_1=\frac{6.5+0.8+0.2}{0.5}V=15V\quad V_2=29V\quad V_3=56V\quad V_4=274V$$

V_1 与 V_{o1}，V_2 与 V_{o2}，V_3 与 V_{o3}，V_4 与 V_{o4}的关系是一次、二次匝数之比，它们的关系是

$$\frac{V_1}{V_{inmin}}=\frac{N_{S1}}{N_P}\quad\text{或者}\quad N_{S1}=\frac{V_1}{V_{inmin}}N_p$$

V_2 与 V_{o2}，V_3 与 V_{o3}，V_4 与 V_{o4}的关系式类似。

$$N_{S1}=\frac{15}{203.6}\times 72\text{ 匝}=5.3\text{ 匝}\approx 5\text{ 匝}$$

$$N_{S2}=\frac{29}{203.6}\times72\text{ 匝}=12.1\text{ 匝}\approx12\text{ 匝}$$

$$N_{S3}=\frac{56}{203.6}\times72\text{ 匝}=19.8\text{ 匝}\approx20\text{ 匝}$$

$$N_{S4}=\frac{274}{203.6}\times72\text{ 匝}=96.8\text{ 匝}\approx97\text{ 匝}$$

计算一次电感 L_P

$$L_P=\frac{V_{inmin}}{\Delta I}t_{on}$$

一次平均电流　$$I_S=\frac{P_{in}}{V_{inmin}}=\frac{294W}{203.6V}=1.44A$$

一次绕组最大电流　$$I_m=\frac{I_S}{D}=\frac{1.44A}{0.5}=2.88A$$

电流变化区间　$$I_{P1}=\frac{I_m}{2}=\frac{2.88A}{2}=1.44A$$

$$I_{P2}=3I_{P1}=3\times1.44A=4.32A$$

电流变化量　$$\Delta I=I_{P2}-I_{P1}=4.32A-1.44A=2.88A$$

$$L_P=\frac{203.6V}{2.88A}\times25\times10^{-3}=1.767mH$$

为了防止变压器磁心出现磁饱和，必须留有磁间隙。磁间隙计算公式如下：

$$\delta=\frac{\mu_c N_p^2 A_e}{L_P}$$

计算系数 $\mu_c=4\pi\times10^{-7}H/m$

$$\delta=\frac{4\pi\times10^{-7}\times72^2\times420}{1.767}mm=1.55mm$$

5.2.3　采用厚膜 TCL2908 的彩电电源

王牌 TCL2908 开关电源是日本三肯公司生产的以 STR-S6308 为核心的并联型自激式开关电源。电路共输出 +145V、+55V、+32V、+12V、+8V 等五组直流电压。145V 电源供行输出用电；35V 供电路反馈控制和整机待机状态遥控电源；32V 供伴音功放用电；12V 为主电路板信号处理用电；8V 直流电压为电视机遥控用电。

1. TCL2908 电路特点

1）开关管采用恒流驱动控制，使输入电压范围扩展到 90 ~ 270V，交流 47 ~ 65Hz，可在世界各国范围内可靠使用。

2）遥控电源与主开关电源只采用一套电源，简化了结构。在待机状态时，各路直流输出电压降至原标准值的 1/8，降低了消耗。

3）利用光耦合器 TLP621，将取样、误差放大电路与脉宽调节电路连接，以确保整机地板为冷地板，使整机安全、方便。

4）稳压控制电路采用 SE140N 进行采样和误差放大，不仅电路简单，而且提高了直流电压的稳定性。

2. TCL2908 电路工作原理

电路由低通滤波和交流整流滤波电路、开关振荡控制电路、稳压控制输出电路以及待机控制电路等四大部分组成，如图 5-9 所示。

1）低通滤波和整流滤波电路。电路接通电源后，220V 交流电压经 TR_1、R_1、C_1 ~ C_3 滤除电网中的高频干扰后分两路输出，一路经消磁电阻 R_P、电容 C_4 以产生消磁电流；另一路经桥式 UR 整流、R_4 限流、TR_2、C_5、C_6 整流滤波产生 310V 的直流电压。

2）开关振荡控制电路。如图 5-10 所示，由振荡电路、恒流驱动与微分电路组成。振荡启动由 R_4、R_6、VS_1、R_7 组成。正反馈电压是经 R_8、C_{24} 及厚膜集成电路 IC_1 的 1 ~ 3 脚输入后，经 IC_1 内部元件形成。振荡变压器 TR_3 的一次侧 4 ~ 8 脚加到 IC_1 的 1 脚，为 IC_1 片内 VT_{01} 提供电源；另一路启动电阻 R_4、R_6 降压在 VS_1 上形成 16V 的直流电压，此电压经 R_7 限流加到 IC_1 的 3 脚，为片内 VT_{01} 的基极提供启动电流。于是 VT_{01} 进入导通，导通后集电极电流在 TR_3 上产生 8 脚为正，4 脚为负的感应电压，经 TR_3 耦合在它的 1 脚上为正，2 脚为负的感应电压。此电压经 R_8、C_{24} 正反馈到 IC_1 的 3 脚 VT_{01} 的基极，使 VT_{01} 快速进入饱和导通，TR_3 一次绕组电流呈线性放大，因 VT_{01} 导通，一次绕组感应的正脉冲电压经 R_8、C_{24}、VT_{01} 的发射极形成充电回路，对 C_{24} 进行充电，随着充电电压的升高，IC_1 的 3 脚电位下降，使 VT_{01} 退出导通状态。VT_{01} 退出后，其导通电流也减小，TR_3 各绕组的极性变反，使 VT_{01} 进入截止。VT_{01} 截止，变压器 TR_3 将向负载释放电能。TR_3 的二次侧整流二极管均导通，经整流滤波，形成二次侧所需的各路直流电压。

为保证在 90 ~ 270V 范围内电路能正常工作，电路设计了 VD_1、C_9、R_{13} 与 IC_1 片内的 VT_{03}、VD_{02}、R_{03} 所构成的恒流驱动电路，如图 5-11 所示，使 C_9 在充电后的电压恒定。C_9 的放电电流只与 R_{13} 的阻值大小有关，与输入电压高低无关，可达到展宽市电输入电压的目的，还避免了自激式开关电源因供电不同，使正反馈绕组提供的正反馈脉冲电压不同而给 VT_{01} 带来危险。

3）稳压控制电路。图 5-12 采样电压在 145V 取得，通过它的变化，改变光耦合器 IC_3 的变化，进而使 VT_1 的工作电流产生相应的变化，即 IC_1 的 8 脚也发生变化，以控制 IC_1 片内 VT_{02} 的电流，继而对开关管 VT_{01} 导通期的长短进行控制，以实现对输出电压的控制。当开关电源输出电压因供电压升高或负载变轻而升高时，则升高的电压经 R_{26} 加到 IC_2 的 1 脚，经 IC_2 片内处理后，使 2 脚电位下降，由于 VS_2 的稳压，使 IC_2 的 1 脚电位相对稳定，这样 IC_3 的导通电压增大而发光增强，接收晶体管的等效电阻减小，使放大管 VT_1 因基极电位下降，电流增大，此时 IC_1 内的 VT_{02} 电流也增大，使开关管 VT_{01} 截止，这时振荡变压器 TR_3 储能下降，输出电压下降，回到额定值。

4）待机控制电路。待机控制电路见图 5-13。按下遥控器上的待机键，则微处理器 IC_{01} 向两路输出高电平：一路经 R_{026}，由 R_{28} 加到 VT_3 的基极，则 VT_3 导通，使光耦合器 IC_3 的电流剧增，使 VT_1 导通，VT_1 电流促使 IC_1 片内的 VT_{02} 导通，继而使开关管导通时间大为缩短，此时 145V 的输出电压降低到 25V，使行输出停止工作。另一路由 R_{054} 加到 VT_{05} 的基极使它导通，发射极输出高电平，经 R_{02} 使 VD_{01} 发光，指示处于待机。遥控电路由 VT_2、VT_{01}、VS_{01} 等组成。在收视时 8V 直流电压经 VT_{01} 调整后形成 5V 电压送到 IC_1，使其正常工作；在待机时，8V 直流电压降至 2V 以下，55V 输出的直流电压降为 9V，经 VT_2 继续给 VT_{01} 供电，确保遥控电路处于正常工作状态。

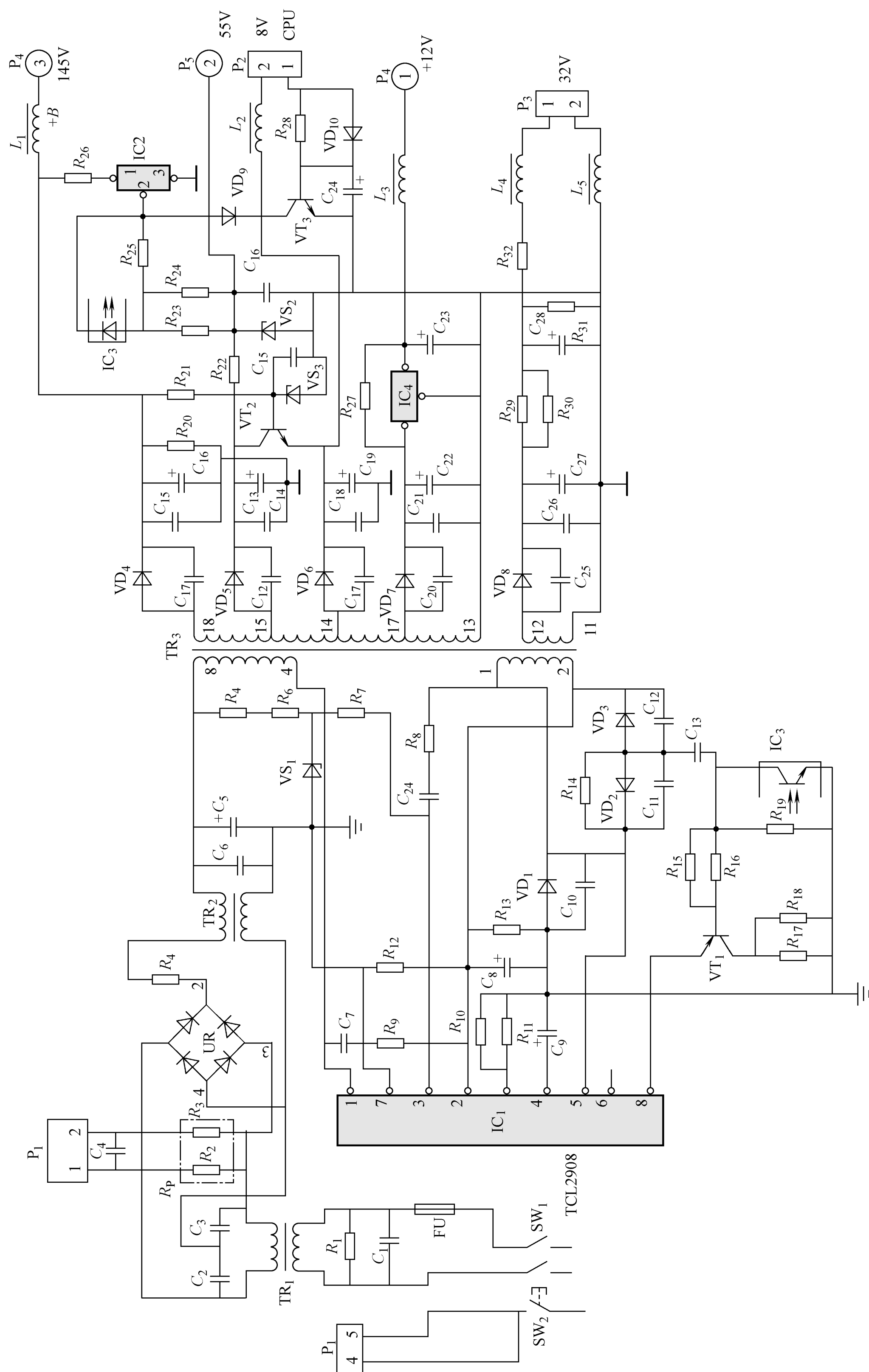


图 5-9　厚膜 TCL2908 彩电电源原理图

+300V C5 R4 8 4 1 3 R6 R8 TR3 VT01 R01 C01 VT03 4 VD01 5 VS1 1 VT02 R03 IC1 R02 VD02 2 2 R12 TR3

图 5-10　振荡启动电路

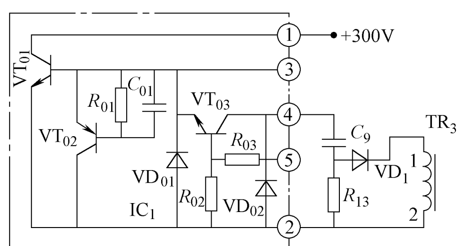


图 5-11　恒流驱动电路

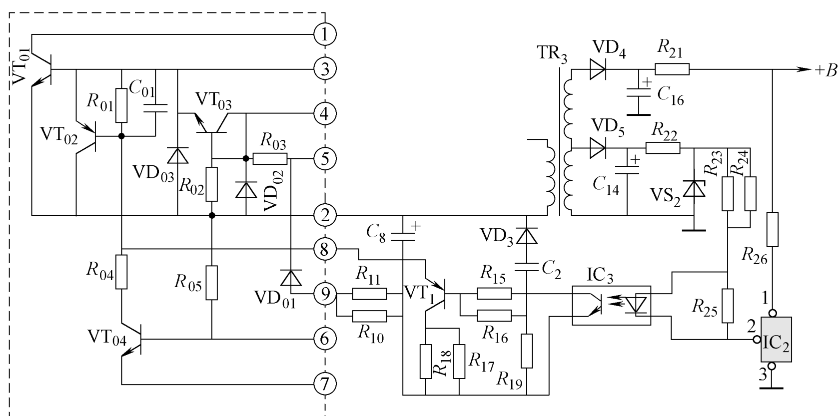


图 5-12　稳压控制电路

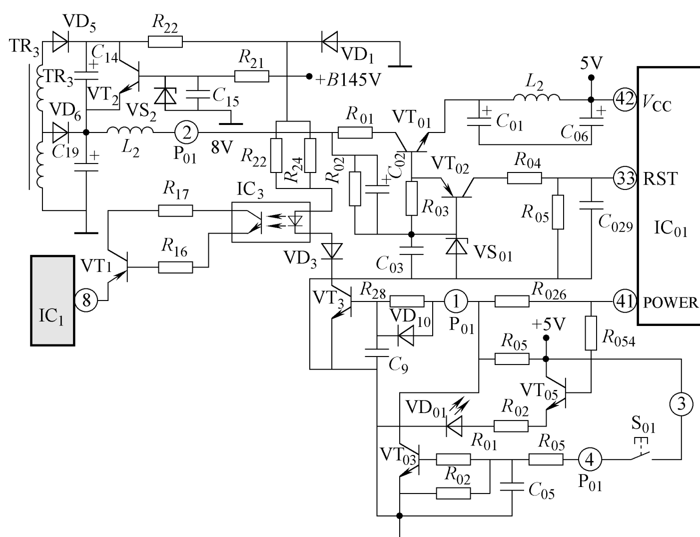


图 5-13　待机控制电路

微处理器在开机瞬间 8V 直流电压给 C_2 充电，充电电压使 VT_{02} 导通，导通后高电平送到 IC_1 的 33 脚，使微处理器复位工作。图中 S_{01} 是一只微动开关，每次开/关机时，瞬时接通，随后关断，它的作用是遥控 VT_{03} 的工作状态。

3. 电路故障检修

1）开机熔丝熔断。消磁电阻 R_P 性能不好，引起工作电流大，烧熔丝 FU，电容 C_1 ~ C_3 某个电容漏电击穿短路，厚膜集成块内部的开关管 VT_{01} 损坏。另外还有限流电阻 R_4、R_9，电容 C_7 等都需要仔细检查。

2）电源无直流电压输出。限流电阻 R_4 是否开路使 C_5 两端无电压；振荡电路 R_4、R_6、VS_1、R_7 等元器件是否完好，另外厚膜集成块 IC_1 内部行输出是否有击穿损坏等要注意检查。

3）电源 +B 输出电压只有 +25V。电源开关 SW_2 开路损坏，图 5-13 里的 R_{05}、VT_{03} 等元器件开路损坏；待机控制晶体管 VT_3 的 CE 极间击穿，使开关电源振荡停止；微处理器 IC_{01} 性能不良，使电路不具备遥控工作状态。

4）开关电源直流输出电压偏低。取样放大集成电路 IC_2 内部元器件变质或有 VT_3 待机控制晶体管的 CE 极间漏电，使 IC_2 的 2 脚电压偏低；光耦合器 IC_3 中的发光二极管提供基准电压低，不能使 VT_1 的基极正常导通电压；开关电源各直流电压输出端负载电路有漏电或短路现象，还有厚膜集成块 IC_1 内部电路有短路或开路故障。

5.3　计算机电源

随着科学技术的进步，计算机应用日益广泛，笔记本电脑更是迅速涌现，所占市场份额越来越大。与笔记本电脑相配备的电源要求越来越严格，体积小重量轻、使用时间长、抗干扰、兼容性好、效率高是电源最关键的要素。我们知道目前汽车上的供电系统多数是以 12V 铅酸蓄电池供汽车启动时用电，这种电源无法支持笔记本电脑供电，不便于携带，更不能满足电脑直用，必须对电源进行转换，根据输入电压低，输出功率大的特点，采用推挽式变换电路是比较理想的，因为这种变换电路的变压器所用的磁心的磁化特性曲线工作在一三象限内，它的磁感应强度变化从 $-B_m$ 到 $+B_m$，范围之宽、变化率之大，充分满足了磁化转换的效率，又能满足电脑电源低压输入、高功率输出的要求。

5.3.1　采用高效无辐射 SG3535A 的笔记本电脑电源

SG3535A 是美国通用公司在 2005 年推出的新一代 DC/DC 转换电源控制芯片，是在 SG3525A 的基础上集成了空载等待、满载溢出、电流电压输入比较锁定，具有过电流、欠电压、短路、超载等各种保护，负载能力强、功耗低、电磁兼容好，在电源转换控制中得到很好的应用。

1. SG3535A 笔记本电脑电源的电路特点

DC/DC 拓扑变换在国际上最为流行的是脉宽调制型开关电源集成控制，包括转换控制、全程保护、运行监测、稳压输出等各大循环系统，其中电流电压检测电路、电流电压采样比较电路、误差放大反馈电路、脉冲发生器、脉宽调制器、频率振荡器等是转换中最为核心的部分。

1）完备的 PWM 转换控制功能。SG3535A 的脉宽调制占空比（D）从 0.2 ~ 0.78，这种

大调制范围是一般电源控制芯片难以实现的，正因为如此，对输入电压的范围从 DC 8V 扩大到 78V，输出功率却基本保持恒定，电压调整率在 0.1% 左右。

2）电路具有各种保护、安全可靠，效率高、损耗低、反应异常灵敏、参数运行检测及时。运行的工作温度为 −40 ～ +125℃，可在室外全天候工作，适用于全球各地使用。

3）电路采用推挽式变换控制操作，它不仅使利用率得到提高，获得很高的转换效率，更重要的是在低电压输入时它比半桥式、全桥式优越。任何工作过程只有一个开关器件工作，而且还可以工作在低电压条件下，这就是损耗小的原因。另外，采用脉宽调制控制方式，往往会出现死区时间，如果采用推挽式工作，它可在死区时间内，变压器二次绕组的电流被磁化，以续流的方式消除了由死区时间产生“断流”的现象。在这个阶段，变压器铁心的磁感应强度不变，也是铁心的磁感应强度不会下降到零的状态，这是 SG3535A 电源电路的最大特点。

2. SG3535A 电路的工作原理

由图 5-14 所示，电路由防反向接入电路、输入低通滤波电路、过电压过电流保护电路，推挽式 DC/DC 转换电路、反馈控制电路、输出整流滤波电路、恒流恒压输出电路等组成。

1）防反向接入电路。电阻 R_1 和二极管 VD_1 组成防反向电源接错 RD 阻止电路。正常情况下按电路 +、− 极性接入电源，电路处于正向偏置，二极管 VD_1 反向偏置，接进的电源在 RD 电路不形成回路，无电流流过 RD 电路，损耗为零。若电源极性接反，则在 RD 电路上形成回路，但由于 R_1 存在，不会危及被接入的电源，同样，流进电路的电流很低，也不会损坏电路的元器件，保证了电路安全。

2）低通滤波电路。电解电容 C_1、C_2 和电感 L_1 组成 π 型低通滤波电路，抑制供电直流电源的交流成分和低频噪声干扰，同时也用来抑制电源内部所产生的电磁干扰和噪声干扰，保护供电系统纯净无污染。

3）过电压、过电流保护电路。开关电源的保护电路是确保电源安全可靠运行的一种重要手段。供电电源的使用寿命与使用方法，也为维护笔记本电脑安全长期工作打下基础。往往使用的电池由于放电过快或充电过急会对电脑运行不平稳造成影响。变压器 TR_1、单块单边运行放大块 IC_2、精密稳压源 IC_5 以及电阻 R_2 ~ R_7 组成欠电压、过电压保护电路。它的工作原理是这样的：IC_5 的 2.5V 基准电压加到 IC_2 的第 6 脚，直流输入电压经 R_3、R_4 分压加到 IC_2 的第 5 脚，在运行时，这两种电压不断地进行比较分析，当输入电压高于基准电压时，运算放大器 IC_2 的 7 脚输出高电平，高电平经 R_7 送到晶体管 VT_1 的基极，使 VT_1 导通，导通电压加到 IC_1 的 15 脚，经片内电压检测比较，推动振荡器起振，驱动器启动，当输入电压低于设计最低值时，IC_2 的 7 脚输出低电平，VT_1 截止，控制集成块 IC_1 不工作，起到欠电压保护的目的。当输入电压超过设计电压的最大值时，由 R_8、R_9、VT_2、VD_2、VS_1 组成稳压、识别、过电压保护电路，VS_1 反向击穿，由电容 C_{26}、绕组 L_{p1}、L_{p2}、开关管 VT_7、VT_8 组成振荡电路停振，起到过电压保护。

过电流保护由 TR_2、VD_3、R_{14}、R_{15} 及 C_{12} 组成。当输出产生过电流时，变压器的一次绕组（右边）电流增加即开关管的漏极电流增加，变压器二次电压上升，经 VD_3 整流、C_{12}、R_{15} 滤波限流，送到 IC_1 的 10 脚，10 脚将关闭控制。另外 IC_{4A}、R_{31}、R_{28}、R_{26}、R_{27}、C_{23}、VD_7、IC_5 等组成恒流、过电流保护。当流过 R_{31} 的电流产生 $R_{31}I_{OUT}$ 电压降超过额定值时，检测电压将送到 IC_4 的 2 脚反相输入端，它的 3 脚则是由 IC_6 所产生的 2.5V 基准电压，此电压由 R_{26}、R_{27} 分压送到 3 脚，两种电压进行比较，由 1 脚输出差值电压信号，经 VD_7、

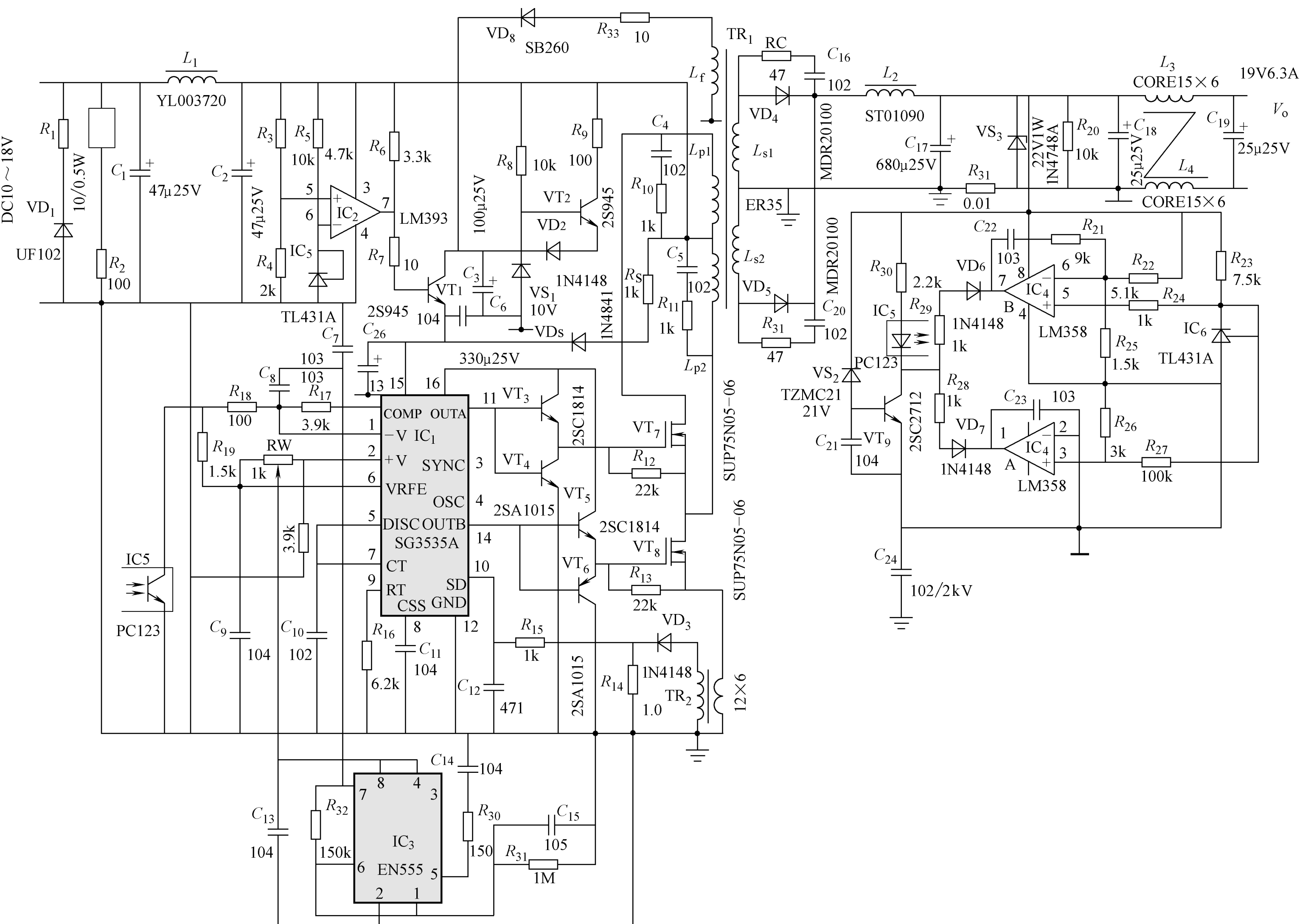


图 5-14　高效推挽式 SG3535A 笔记本电脑电源

R_{28}变成电流信号，此信号加到光耦合器 IC_5，由输出电流的大小改变 IC_5 发光的强弱，进而调整占空比，使输出电流保持不变，起到恒流的作用，也达到过电流保护的目的。C_{23}是电压负反馈电容，起到相位补偿作用。

4）推挽式 DC/DC 变换电路。IC_1、TR_1、VT_7、VT_8 组成推挽式变换电路。因输出功率高达 120 多瓦，电路采用了 VT_3、VT_4、VT_5、VT_6 四只晶体管与 VT_7、VT_8 相结合的串并联结构形式的“图腾柱”驱动电路，这样组合极大地提高了电路的驱动能力。C_4、C_5、R_{10}、R_{11}是变压器一次绕组 L_{p1}、L_{p2}的阻容吸收电路，用来消除因变压器的漏电感所产生的峰值电压，确保 MOSFET 安全运行。C_{11}是软启动电容。IC_1 的启动供电电压由 L_{p2}经 VD_3 整流，R_5 降压产生直流电压，另外由 L_f 绕组感应的高频电压经 VD_8 整流、R_{33}限流、C_3 滤波，向 IC_1 提供工作电压。C_{10}、R_{16}是片外振荡元件，其振荡频率 $f = 1.15/(C_{10}R_{16})$，振荡器在输出锯齿波的同时，还将输出触发脉冲，触发脉冲一方面控制由脉宽调制所产生的死区时间，以保证两组输出晶体管不出现同时导通，另外一触发脉冲作为 PWM 控制脉冲。

5）输出整流滤波与过电压、过电流保护电路。因输出电流较大而电压较低，所以选用肖特基二极管。由 VD_4、L_2、C_{17}、C_{18}、C_{19}、L_3 组成“双 π”整流滤波电路，它的作用使输出电压纹波尽量减小，以满足笔记本电脑的需求。IC_5、IC_{4B}、IC_6、R_{21} ~ R_{26}、C_{22}组成负反馈控制电路。IC_6 的 2.5V 基准电压送到 IC_{4B}的 5 脚同相输入端，输出电压经 R_{22}、R_{25}分压输入 IC_{4B}的 6 脚反相输入端，这个电压是跟随输出负载大小变化的，两个电压经 IC_{4B}比较后由 7 脚输出，经 VD_6、R_{29}变为电流信号控制光耦合发光二极管工作电流，从而调制 PWM 的占空比，达到输出电压保持稳定。VS_2、VS_3、VT_9 为过电压保护电路，当输出电压超过设计值时，稳压管 VS_3 反向击穿导通，输出回路短路；当输出电流过大时，引起 VS_2 导通，VS_2 的导通使 VT_9 晶体管饱和导通，也使输出回路发生短路接地，对电路起到了保护作用。

5.3.2 采用具有自动恢复功能的 CW3524 的笔记本电脑电源

1. CW3524 的电路特点

CW3524 是脉宽调制推挽式变换笔记本电脑电源，具有过电压、过电流保护、关断自动恢复功能。CW3524 内部集成有谐波发生器、脉宽调制（PWM）器、T 型触发器、基准电压源、电流电压比较器以及两只驱动晶体管等，如图 5-15 所示。由于采用斜波后沿作“死区”控制，这样节省了死区时间调节器。片内基准电源既向片外提供基准电压又向片内提供 50mA 输出电流，VT_3、VT_4 的发射极和集电极浮空，增加了使用灵活性。T 型触发器提供同步方波脉冲，它的频率由 6、7 脚外部电阻和电容决定，该频率可以高达 150kHz。当开关电源出现过载时，通过 4、5 脚取样，使片内比较器输出电压为零，这样 PWM 输出端恒为高电平，封死或非门使两输出管截止，切断了电源工作。若电源本身需要，只要在 10 脚输入大于 0.7V 的电压，使片内晶体管导通，起到切断电源的作用，也可达到同样的目的。

CW3524 的特点是：出现故障进行保护后能自动恢复功能。本电路采用光耦合器调制脉冲的宽度来稳定输出电压。还通过晶体管 VT_1 和晶闸管 VTH 来实施过电流保护和过电压保护，所有这些为电源用在笔记本电脑上提供了安全可靠的保证。

2. CW3524 电路工作原理

由 CW3524 构成的推挽式 DC/DC 转换开关电源如图 5-15 所示。电路由输入滤波和电源极性接错保护电路、脉宽控制电路、DC/DC 转换电路、输出整流滤波电路和过电流、过电

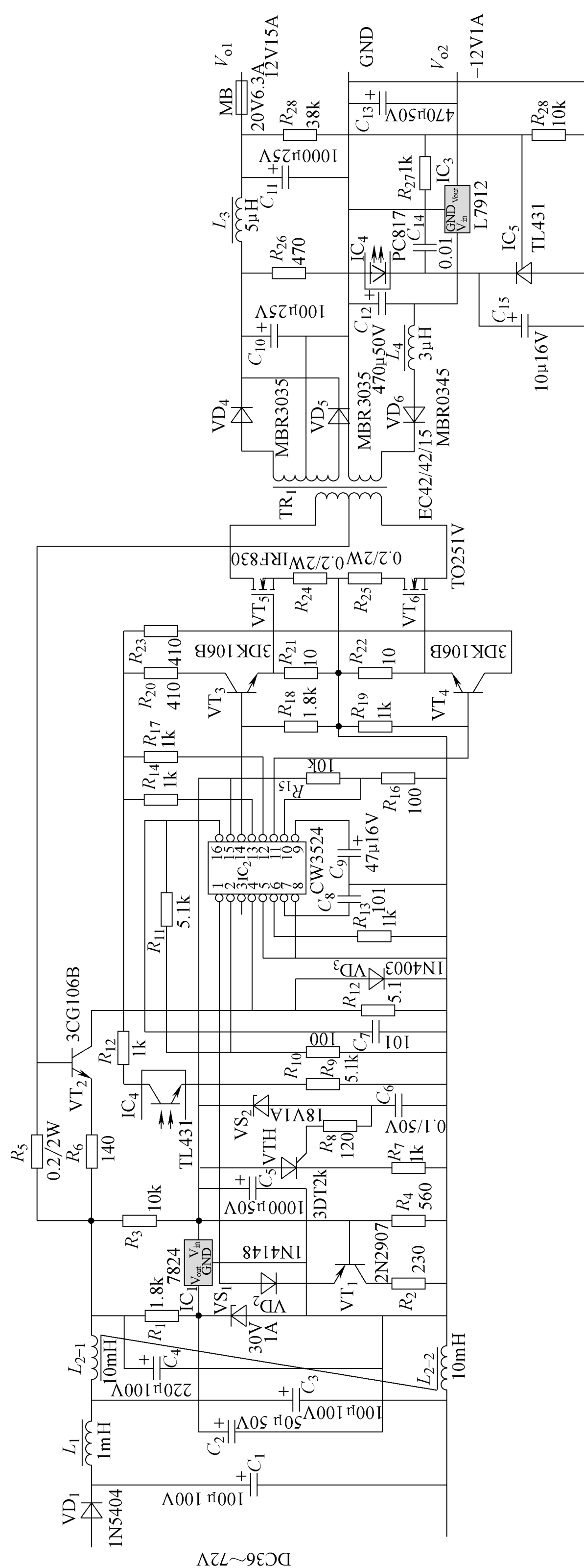


图 5-15　具有自动恢复功能的 CW3524 笔记本电脑电源

压、欠电压、短路保护电路组成。电路的输入电压为 DC36 ~ 72V，输出负载为 20V、6.3A 和 -12V、1A。V_{o2}有三端稳压器 L7912 支持。

1）输入滤波电路和电源极性接反保护电路。由 C_1、C_2、C_3 及 L_1、L_2 组成双 π 型滤波电路。它是为抑制输入电源的电磁噪声干扰和传导干扰，同时也阻止开关电源本身的电子开关所产生的电磁波通过电源线侵入输入电网干扰其他电气设备。元件的参数不同是为抑制不同频谱的干扰。二极管 VD_1 是防止电源极性接反而设置的，它正向导通电阻小，耐压 100V，功率损耗小。

2）DC/DC 转换电路。由 IC_2、VT_3、VT_4、R_{10} ~ R_{25} 及 TR_1 组成 DC/DC 转换电路。CW3524 的 6、7 脚的外接元件 R_{13}、C_8 构成频率振荡电路，振荡频率 $f = 1.51/R_{13}C_8 =$ 150kHz。脉冲调制比较器的同相输入信号取自 C_8 两端，为锯齿波电压，它的反相输入端信号由误差放大器的输出端引入。当输入电压降低或负载加大引起输入电压降低时，由电压负反馈引入到误差信号减小，经比较调整输出增大，使脉宽调制时间加长，从而使 VT_3、VT_4 导通时间延长，输出电压增加，VT_5、VT_6 功率放大，推动振荡变压器进行功率转换。

3）脉宽调制电路。脉宽调制与功率转换是结合在一起的。由 IC_2、IC_4、IC_5 以及相关的电阻电容所组成，其目的是产生一个占空比可变的调制脉冲去控制 VT_3、VT_4 的导通时间，来稳定输出电压。电路采用了光耦合器 IC_4 和精密稳压源 IC_5，提高了 PWM 的控制范围和控制精度。IC_2 片内集成了谐波发生器和脉宽调制器以及两只驱动晶体管，所以电路外围元器件较少，驱动功率大大提高。

4）输出整流滤波电路。电路输出电压分两组，V_{o1}的整流滤波由 VD_4、VD_5 构成全波整流，C_{10}、C_{11}及 L_3 构成 π 型滤波。V_{o2}的整流滤波由 VD_6、L_4、C_{12}及负电压输出三端稳压块 IC_3 所组成。电路 3 只二极管采用肖特基二极管。要求二极管的工作电流大，反向恢复时间 $t_{rr} < 10ns$，而正向导通电压仅为 0.4V。由于采用全波整流，电路的输出电流可达 16A，留有充足的裕量。

5）保护电路。由 VT_2、R_5、R_6 及 VD_3、R_9 组成过电流保护电路。正常工作时，流经 R_5、R_6 的电流所产生的电压降不能使 VT_2 导通，处于截止状态。当负载过大或负载短路时，流经 R_5、R_6 的电流升高、电压降加大，使 VT_2 导通，使 R_{12}产生 0.7V 的压降送到 IC_2 的 4 脚，促使 IC_2 内部停止振荡，电路工作停止，达到过电流保护的目的。欠电压保护由 R_3、R_4 及晶体管 VT_1 组成。工作电压正常时，VT_1 处于截止状态，这时基极电压大于 0.8V，当输入电压低于 36V 时，VT_1 的基极电压低于 0.8V，VT_1 导通、IC_2 的 1 脚反相输入端电压下降，片内振荡器工作停止，起到输入低压保护的作用。由 R_1、IC_1、VTH、C_6 组成输入过电压保护电路，当输入电压超过设定值时，三端稳压块也将过电压运行，使 VS_2 反向击穿，晶闸管的门极电压升高，促使晶闸管的阴极和阳极导通，引发 IC_2 的 15 脚电位急剧下降，片内基准源向各级提供的电压得不到支持而停止工作，达到过电压输入保护。调整电阻 R_1 的阻值，便可调整输入最高电压数值。MB 是自动恢复开关，它的阻值只有 0.05Ω，工作电流可达 10A，当输出端发生短路时，聚合物导电链因电流过大发生断裂使输出线断开，保护了电路，当故障排除后很快恢复到低电阻状态，功能自动恢复。

5.3.3　采用低电流启动、离线式 LM5021 的台式电脑电源

台式电脑电源与笔记本电脑电源虽然都是低电压大电流，但台式电脑电源输出电压的等级较多，对电网供电、启动电流要求不大，但要求冲击电压要低，即具有软启动、逐期限流等一般条件。

1. LM5021 电路特点

1）前面开关电源基础知识介绍了脉宽调制控制器（PWM）适合于正激式、反激式、半桥式各种拓扑电路，具有高效离线式电能转换功能，转换的效率高、损耗低，如采用电流控制模式，则电路的频率响应快。LM5021 电路结合了上述特点。

2）具有超低启动电流（20μA），使启动时功耗最小，这有利于电源使用寿命和电脑使用安全。电路在大电流运行时，MOSFET 驱动管承接的峰值电流为 0. 35A，灌电流只有 0. 7A，比一般电脑电源载荷电量低很多。

3）电路采用电流模式控制采样信号，并监测电路运行中电流电压的异常现象。若输入电压超出设计值，电路立即启动逐期限流措施，启用过电流、过电压保护功能。在轻载（或空载）时，使用跳跃周期模式，避免作无谓地消耗。

4）LM5021 电路的工作频率，根据需要可任意设定。只需在时钟端外接一只电阻就可以设定片内的晶振频率，也可以直接接入外部时钟脉冲信号，使用非常方便。

5）LM5021 芯片是电源控制比较好的一种芯片，设计新颖，集成的功能较多。图 5-16a 是它的内部结构框图。它由振荡电路、启动电路、最大占空比限制模块、谐波补偿电路、电压监测比较模块以及电压调节启动模块等组成。

2. LM5021 电路工作原理

LM5021 电路包括低通滤波电路、交流电压整流滤波电路、功率转换启动电路、脉宽调制保护电路、输出电压整流滤波电路、反馈检测控制电路等，原理图如图 5-16b 所示。

1）低通滤波电路由 $C_1 \sim C_4$、L_1、R_T 等元件组成，热敏电阻 R_T 起着机内温度保护作用，C_1、C_2 组成抗串模干扰电路、L_1、C_3、C_4 组成抗共模干扰电路，两种电路抑制由电源导线传入机内的噪声杂波和空中射频电磁波干扰，同时也阻止电源机里所产生的高频开关磁场由导线传输给其他电子设备的传导干扰。

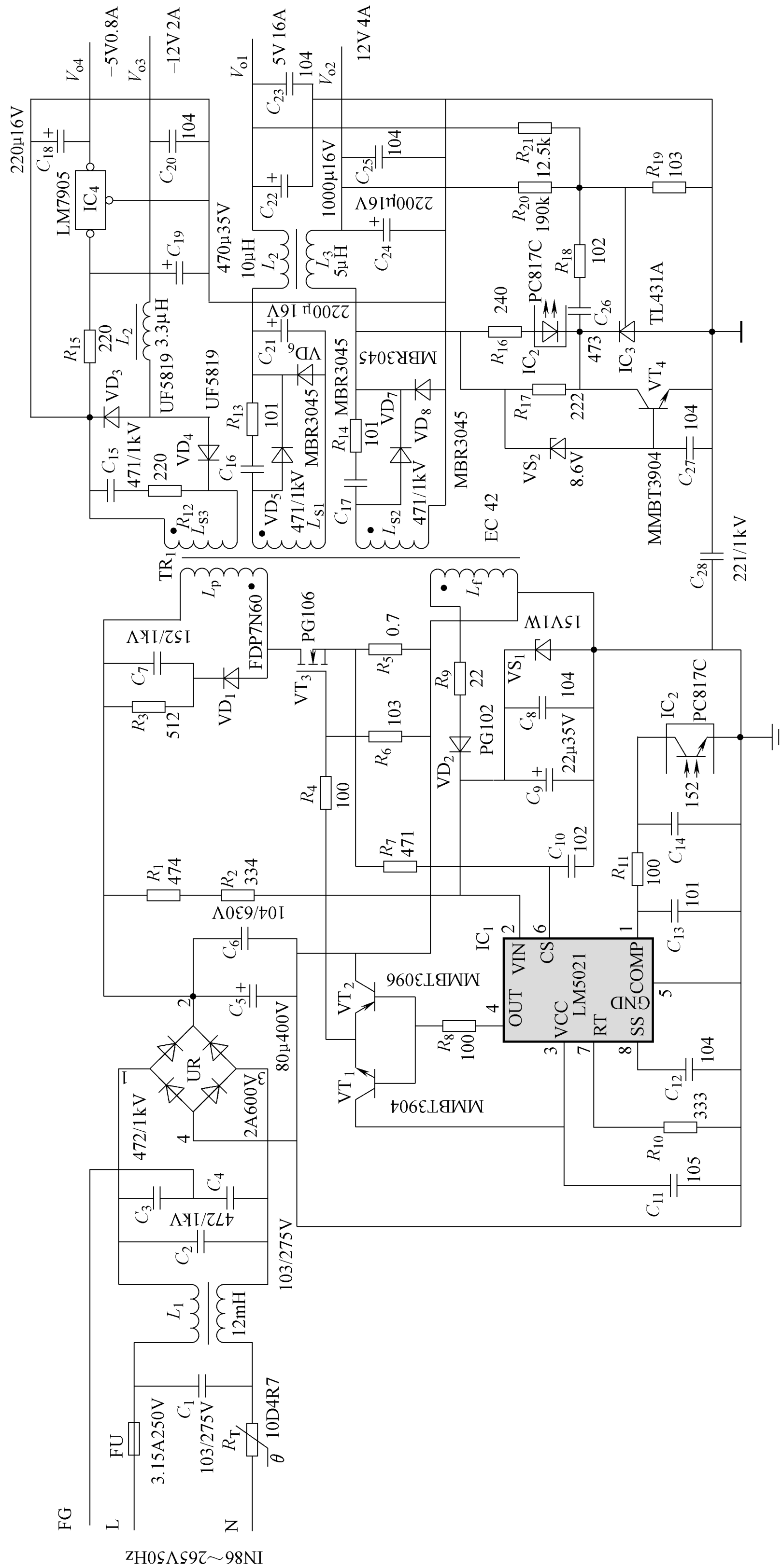
2）功率转换启动电路。这是电路的核心部分，对电源的品质优劣和转换效率高低起着重要作用。交流电压经整流滤波后所得到的高电压经电阻 R_1、R_2 降压给电解电容 C_9 充电，当 C_9 上的端电压充到 18V 后，IC_1 片内电压调节器开始工作并将向 C_{11} 充电，当 C_{11} 上的端电压达到 7. 5V 后，片内振荡器启动，各级比较器谐波补偿开始运转，脉宽调制（PWM）允许输出，由 4 脚传出控制信号，使 MOSFET 推动变压器一次绕组进行由占空比控制的脉宽能量调制，变压器将完成从一次侧到二次侧电能传递，这就是电能转换启动的全过程。如果变压器 L_f 绕组的电压低于 5. 8V，则 IC_1 很难进入正常工作模式。LM5021 具有极低的启动电流，因而容许它的启动电阻很大，这样可以保证启动电路和功能转换机制处于合理的启动时间和较高的转换效率。

3）脉宽调制保护电路。误差调制信号从 IC_2 接收晶体管经 R_{11} 进入 IC_1 的 1 脚，片内接有一只 5kΩ 的上拉电阻，将电压拉到 5V 电平，经电阻分压，最后输入到 PWM 比较器的反相输入端，50μA 斜波电流进入它的正向输入端进行比较后，由比较器输出脉宽调制信号，PWM 信号经逻辑控制并由触发器输出。另一方面，时钟脉冲也加入触发器，以修补 PWM 调制信号的后沿，使它陡峭垂直，从而完成脉冲宽度调制功能，这就是双脉冲控制逻辑电路。过电流保护电路由 VT_3、R_5、IC_1 组成。若输出负载电流过大或发生短路时，反映到 VT_3 的漏极电流必然增大，电流在 R_5 上的压降也增大，使 IC_1 的 6 脚进入片内电流比较器，经 PWM 逻辑控制，输出脉冲信号，起到过电流保护的目的。值得注意的是：只要比较器的输入电压超过 0. 5V 的压降，PWM 逻辑控制立即封锁。



a）LM5021内部结构框图

图 5-16　LM5021 内部结构及电路原理图



b) 低电流启动离线式LM5021台式电脑电源

图 5-16　LM5021 内部结构及电路原理图（续）

4）输出电压整流滤波电路。为满足台式电脑用电需求，输出电压分别为 ±5V 和 ±12V 四组供电电路。L_{S1}、L_{S2}两只绕组分别输出 +5V 16A 和 +12V 4A，电路采用 π 型滤波，电解电容 C_{21}、C_{22}及 C_{24}的容量大小对输出电压的质量影响很大，容量小了，输出的纹波电压大，容量大了，电容的漏电流大、体积大、成本上升，更重要的容量大在输出阻抗较小的场合容易引起振荡，使电压不稳。C_{15}、R_{15}和 C_{16}、R_{13}及 C_{17}、R_{14}是高频吸收回路，为减小纹波电压有一定的作用。IC_4 是负电压输出的三端稳压块，C_{20}、C_{23}及 C_{25}是高频旁路电容。

5）反馈检测控制电路。IC_1 的振荡频率由外部电阻 R_{10}及电容 C_{11}决定，其振荡频率 $f=1.12/C_{11}R_{10}$，LM5016 也可以由晶振设置，但要求所设置的电容要紧靠晶振与地之间。C_{12}软启动电容。光耦合器 IC_2 与精密稳压源结合，为确保输出电压 V_{o1}、V_{o2}的稳定设计的，输出电压的高低由电阻 R_{20}、R_{21}决定的，电容 C_{26}、R_{18}是 IC_3 稳压源的频率补偿元件。VS_2、VT_4、R_{17}及电容 C_{27}组成过电压保护电路，当 V_s 输出电压超 5V 时，稳压管 VS_2 反向击穿使 VT_4 基极电压升高，引起导通，与地短路，输出电压急剧下降到 1V 左右，起到过电压保护。

电阻 R_{16}、R_{20}、R_{21}的计算：

$R_{16}=(V_{o2}-2.5\text{V})/I_F=(12-2.5)/40\times10^{-3}\Omega=240\Omega$，$I_F$ 是发光二极管电流。

$$I_F=\frac{V_{REF}}{R_{19}}=\frac{2.5}{10\times10^3}\text{A}=250\mu\text{A}$$

反馈系数 $K_1=\dfrac{I_{o1}}{I_o}=\dfrac{16}{16+4}=0.8\quad K_2=\dfrac{I_{o2}}{I_o}=\dfrac{4}{20}=0.2$

$$R_{21}=\frac{V_{o1}-2.5}{I_FK_1}=\frac{2.5}{200\times10^{-6}}\Omega=12.5\ \text{k}\Omega\quad R_{20}=\frac{V_{o2}-2.5}{I_F\cdot K_2}=\frac{12-2.5}{50\times10^{-6}}\Omega=190\text{k}\Omega$$

R_{16}、R_{20}、R_{21}是决定输出电压高低和电压调整率的重要元件，选用 1% 的精密金属膜电阻。

5.4　充电器电源

对充电器电源有另一套要求：体积小、抗干扰、使用安全，另外还要求充电时间快，具有良好的电磁兼容性，不能有任何低噪杂音，并有明显的灯光或电压指示标记，对充电器的漏电流有严格的限制，还对绝缘强度和电源外壳的机械强度都有安全规程要求。

5.4.1　采用单片恒功率 LNK501 的手机充电电源

1. LNK501 结构特点

LNK501 单片控制电源是在 TOP 三端集成控制电源之后推出的一种新型单片三端控制器，它具有恒压、恒流、高效率的特点，是一种高电压功率转换、高集成度、多功能控制、低成本电源控制芯片，产品广泛用于电动剃须刀、数码照相机和手机充电器。

1）LNK501 具有高压启动功能，将 700V 的 MOSFET 开关功率管集成在脉宽调制控制电路里，对电流检测、限制、保护集于一体，外围电路只需很少元器件便可构成恒流、恒压充电电源。

2）片内有供电系统和回路补偿电路，并联电压调整器、误差放大器、振荡器、PWM 比较器、过电流比较器、过热保护单元以及关断/自动重启电路，所有这些对提高电源控制

品质是有利的。

3）LNK501 的调制占空比为 0.77，能对输入电压大范围进行管理，关断自动重新启动频率是 300Hz，电源运行温度 -25 ~ 135℃，过热保护温度是 140℃，当温度降到 70℃时芯片重新启动恢复工作。

4）具有完善的保护功能，包括过热保护、过电流保护、过载保护和开路保护，还有软启动功能，为电源安全运行提供了保证。

5）电路采用恒流恒压控制，变压器没有负反馈绕组，由二次感应电压来实现恒功率控制，它的最大输出功率可达 4W，当电池充电电压充满时，由发光二极管显示。

2. LNK501 充电电路工作原理

电路仅有 21 个元器件，结构极为简单，去掉了 Y 电容，极大地减少漏电容，加大了对变压器一次绕组的屏蔽。图 5-17 是它的原理图。C_1、L_1、C_2 及 C_3 是输入滤波电容和电压整流滤波电路，C_1 为滤除 EMI 干扰设置的陶瓷有感电容。VD_5、C_5 和 R_3 组成 CR-D 钳位吸收网络电路，用来消除高频变压器一次绕组因漏感而产生的尖峰电压。C_5 是反馈取压电容，利用 C_5 检查输出电压的变化，从而由 IC_1 进行调整，电阻 R_2 将反馈电压转换为反馈电流输入到 IC_1 的控制端进行调整，实现输出电压稳定。电压调制的幅度大小，由占空比 D 根据输出电压的波动高低来决定的。若输出电压降至 3V 以下，则电容 C_4 放电，IC_1 进入自动启动区间，这时输出电流限制在 80mA 以下；若输出端发生短路故障，这时输出功率急剧增高，致使三端控制块的控制极电流 IC 降至 1mA，迫使控制端电容 C_4 放电，这时 LNK501 处于关断区间，实施短路保护功能。若电路处在空载或是轻载状态，这时芯片工作频率马上跟随降低，功耗减少。电容 C_4 应选用漏电流最小的聚苯乙烯薄膜电容。元件 CU 是抑制开关噪声干扰的磁珠，是一种超小型非晶合金磁性材料，它的电感量只有 80μH，0.01Ω 外形尺寸有 ϕ5mm ×3 等多种规格。

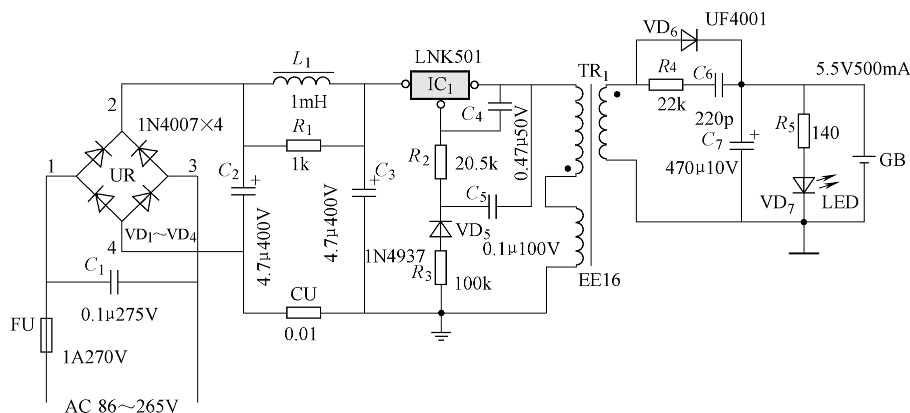


图 5-17　单片恒功率 LNK501 手机充电电源

5.4.2　采用截流式恒功率电动自行车用 6N60 的充电电源

正反馈恒功率开关电源也称截流式恒功率开关电源。恒功率电路有 4 个工作区：恒流区、恒压区、电流反馈区和自动重新启动区。它的特点是：一旦电源发生过载，输出电流 I_o 随着输出电压 V_o 的降低而减小或不变，从而对负载和开关电源起到保护作用。另一方面，

正反馈恒功率开关电源在输出电压下降时，输出电流 I_o 却维持不变，可将下降电压控制在安全区内。

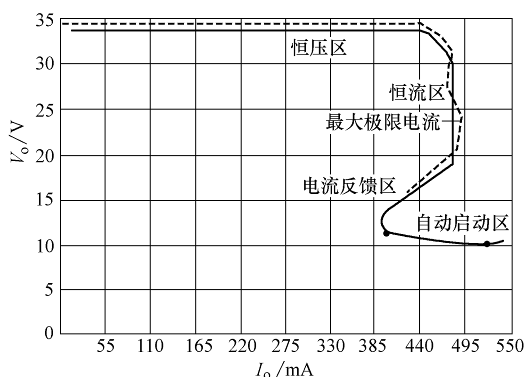


图 5-18　电流正反馈恒功率输出特性

由图 5-18 可知，$V_o - I_o$ 输出特性划分 4 个工作区。

如图 5-19 所示，当输出充电电流大于极限电流 I_{LM}时，电流在 R_8 上的电压降加大，由 IC_{2B}、VT_4、LED_2、R_{14}、R_{13}、R_{18}、R_{20}、R_{21}组成的电池充电电路具有恒流输出的作用。加大了的高电压由 R_{21}送到 IC_{2B}的反相输入端 3 脚，而同相输入端由 R_{14}、R_{13}分压提供比较电压，此时 2 脚电压大于 3 脚电压，1 脚输出高电平，由 R_{20}向 VT_4 提供驱动电流，使 VT_4 导通，LED_2（红色）被点亮，表示电池处于充电状态。同时由 1 脚输出的高电平加到 IC_{2A}的反相输入端 6 脚上，而同相输入端 5 脚同样由 R_{14}、R_{13}分压提供电压，因 6 脚电压大于 5 脚，因此 7 脚输出高电平，高电平通过 VD_9、R_{19}加到 TL431 的 RFE 稳压端，与原来 2.5V 基准电压相加，提高输出电压，使输出电压 V_o 处在恒压区，同时输出电流保持恒定。而当电池电压充满时，在 R_8 上的电压降低（或为零），这时 IC_{2B}的 1 脚输出低电平，同样 IC_{2A}的 7 脚输出低电平，通过 VD_9 使 VT_3 导通，LED_1（绿色）被点亮，表示电池电压被充满。同时 7 脚输出的低电平与 IC_3 的基准电压高电压相减，使 IC_3 的基准电压回到 2.5V，保持输出电压 V_o 不变，同时向负载输出的电流为零。R_9、IC_1 是恒压控制区的另一组控制元件。当电路输出电流增加时，通过 R_9 使 IC_1 的发光二极管的发光强度增大，经过接收晶体管转换为调制信号电压，使晶体管 VT_1 的基极电压上升，集电极电压下降，促使 VT_2 门极电压下降，源极电压上升，由变压器一次绕组 L_p、电容 C_4 以及 MOSFET 振荡电路的工作频率上升，经变压器 TR_1 的电能传递，使变压器二次感应电压上升，再经过 VD_7 整流，C_6、C_7、L_1 组成的 π 型滤波降低了的 V_o 输出电压上升，使 V_o 得到稳定。

当电源用于工业自动化控制、医疗卫生器械时，恒功率控制将按图 5-18 曲线走势。

当输出电流 I_o 等于极限电流 I_{LM}时，电流正反馈在 IC_2 的控制下进行有序的工作，并在正反馈过程中 I_o 随着 V_o 的降低而减少。IC_{2B}和 IC_{2A}，如同推挽一样，由输出电流 I_o 的波浪起伏，而输出电压保持稳定，这就是电流反馈区。

当输出电流 I_o 低于设计电流值 $I_{o\,min}$，电路检测单元立即命令开关管停止工作，关闭输出，由电流反馈进行重新启动工作区，这时光耦合 IC_2 电流比较控制单元处在待机状态。

偏置电阻的计算

设负载电阻为 0.5Ω，短路电流 $I_{ss}=3.1A$，设电路极限电流 $I_{LM}=2.4A$，$V_{R8}=0.65V$。

$$R_8=\frac{0.65V}{2.4A}=0.27\Omega$$

发光二极管限流电阻 R_9 的计算

发光二极管在电流传输比（CTR）为 120% 的光耦合器 LED 所需的工作电流 $I_F=12mA$，则

$$R_9=\frac{V_{o1}-V_{D8}-V_{L1}}{I_F}=\frac{30-1.2-0.8}{15}k\Omega=1.87k\Omega$$

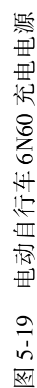


图 5-19　电动自行车 6N60 充电电源

R_9 取 1.8kΩ。

反馈控制电阻 R_{12} 的计算

反馈电流　$$I_F = \frac{V_{REF}}{R_{11}} = \frac{2.5\text{V}}{10 \times 10^3 \Omega} = 250\mu\text{A}$$

$$R_{12} = \frac{V_{o1} + V_{D8}}{I_F \times 10^{-6}} = \frac{30 + 0.6}{250 \times 10^{-6}}\Omega = 122.4\text{k}\Omega$$

式中，V_{D8} 为 VD_8 正向导通电压。

R_{13}、R_{14} 电阻比值的决定

流过电阻 R_8 的最大压降　$V_{R8} = I_o R_8 = 2\text{A} \times 0.27\Omega = 0.54\text{V}$

设 R_{13} 为 1kΩ 固定电阻，则 $\frac{V_o R_{13}}{R_{13} + R_{14}} < 0.54\text{V}$

$\frac{30 \times 1}{R_{14} + R_{13}} < 0.54$　则（30 − 0.54）kΩ < $0.54R_{14}$，$R_{14} > 54.55\text{k}\Omega \approx 55\text{k}\Omega$

这样电源以 2A 最大电流充电时，V_{R8} > 取样电压，保证电路在充电时红灯亮，输出电流在恒流区。

5.5　工业用电源

工业用电源种类繁多，规格要求各不相同，仅自动化控制电源就有数千种之多，受篇幅限制，只举两例。

5.5.1　采用智能化数控机床用 NCP1280 的工业电源

随着工业现代化日益进步，各种制造生产控制都采用智能管理模式，轻纺工业的自动印染纺织，发电厂的锅炉水位自动控制，重型机械厂的数控机床等，所有这些设备的 CPU 系统需要 5V 供电电源、电动机与继电器需要 12V 供电电源，还有其他各类控制系统，它们对电源的安全性、可靠性的要求非常高，还对电源的效率、功率因数、防干扰性能也有明确的要求。NCP1280 是安森美公司于 2006 年推出的新产品。图 5-20a 是智能化数控机床电源控制原理图，NCP1653 是有源功率因数校正主控芯片，NCP1027 是待机电源主控芯片，NCP1280 是有源钳位 DC/DC 功率转换控制芯片，另外还有四个具有精密稳压负反馈控制电路，组成智能的数控管理电路。

1. 三种主控芯片的特点

1）NCP1653 的特点。NCP1653 工作于连续电流模式，升压型，担任功率因数校正。芯片具有固定输出电压模式，也可设计为跟随式输出电压模式，其工作频率都是 100kHz。所谓跟随式为不受升压变压器电感量的影响，调整输出电压，工作在电流连续导通模式，有很强的驱动能力。

2）NCP1027 的特点。它是电路待机电源，其功能是欠电压过电压检测锁定、过电流保护、对占空比的调制、精密 5V 基准供电电源以及双路输出控制等。芯片可以直接接入 PFC 之后，最高输入电压可达 700V。

3）NCP1280 的特点。它属于脱线电压控制型开关电源，并为电路提供了正激式拓扑驱

动主功率及辅助驱动功率两种输出驱动方式，它工作在有源钳位状态下驱动二次同步整流或半桥开关电路，这种驱动方式可启动 700V 的高压，系统功耗大大降低，由 NCP1280 组成的电路具有欠电压、过电压、过电流等保护功能，还有软启动功能，是电路安全可靠运行有力的保障。

NCP1280 片内设计了过电压、欠电压关断机构，它的过电压阀值为 3. 16V，欠电压阀值为 1. 52V。当输入电压超过预置过电压阀值时，状态功能启动，阻止进入运行。UV/OV（欠压/过压）外接有电阻到输入端，如超出范围，则软启动电容放电，输出立即禁止。若检测出欠电压状态，5V 基准电压被禁止，当 UV/OV 离开，IC16 脚的工作电压达 11V 时，软启动重新启动。UV/OV 还可用于遥控功能。

调节前馈电压斜波幅度，用来改变开环电路调整率，它是将电路电压与斜波电压相比的斜率，调制脉宽占空比将对斜率调整，这样取代了反馈系统调节占空比的时间等待。图 5-20b是引脚排列。

NCP1280 片内设置有 700V 的高压启动电路，所以电路外部不需启动元件，当电路工作正常后由变压器辅助绕组供电，关闭高压启动，降低功耗。辅助供电是恒流电源，当 1 脚电压低于 7V 时，电路则关闭输出信号并对启动电路进行调节，这就是电压启动工作模式。

振荡器的最高工作频率可设置到 500kHz，它是利用 Rt 与地之间接一个电阻来实现的。在 Rt 上产生的斜波与片内的电容进行振荡，Rt 越大频率越高，Rt 上的端电压达到 2V。

NCP1280 设置有两个过电流保护，一个是周期跨跃限流，另一个是逐个周期限流，当电流检测 90ns 后，电流限制立即动作，输出被禁止。若 5 脚的电压超过 0. 48V 就是输出禁止，若 5 脚电压超过 0. 57V 时变换器进入周期跨跃状态，这时软启动电容放电，变换器 6 脚决定的时间禁止。

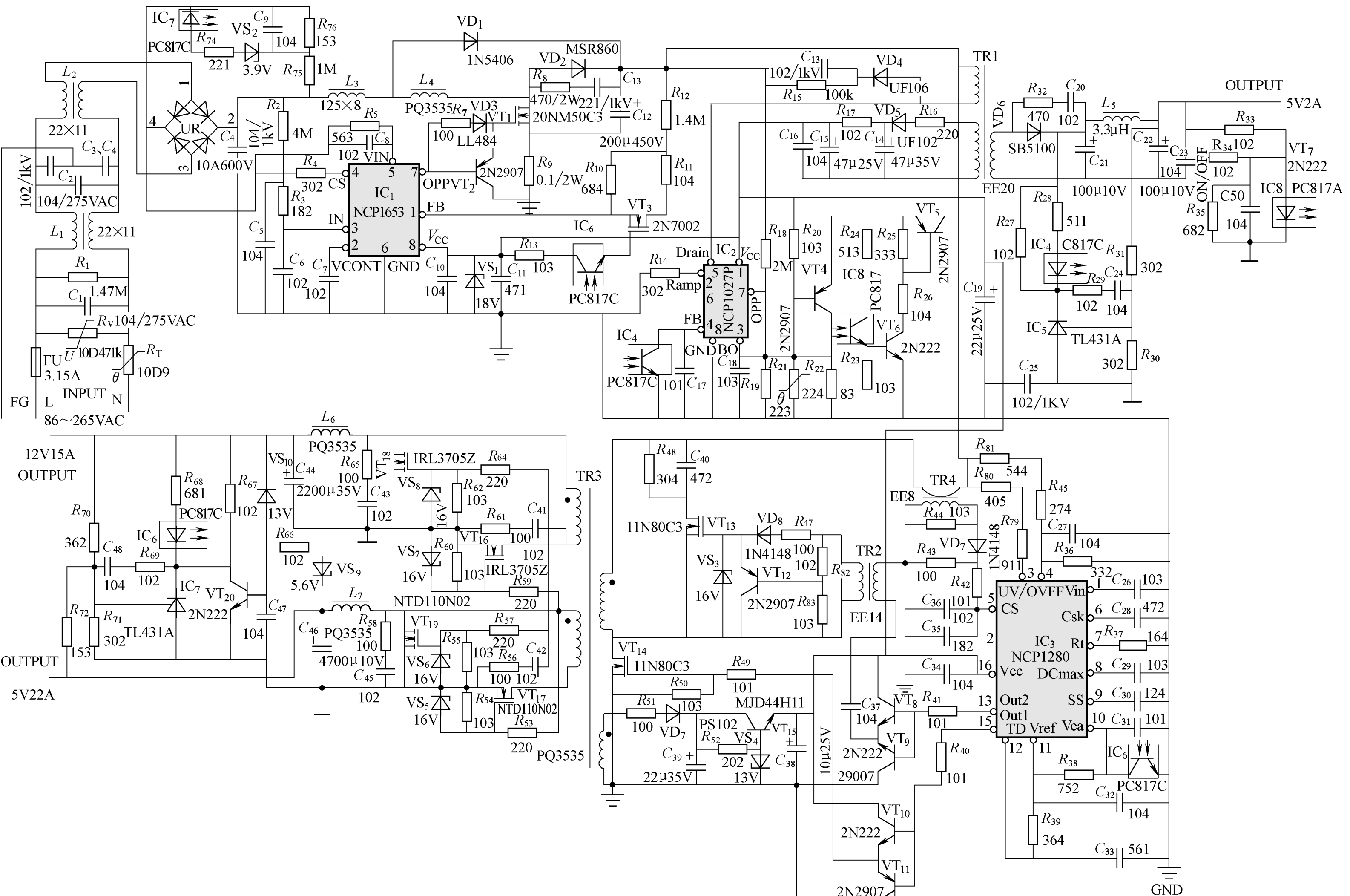
NCP1280 有两个输出控制 out1 和 out2，高电平时 out2 优先，低电平时 out1 优先。一般 out1 控制开关功率管，out2 反相控制同步整流，两个输出延迟时间是实现 ZVS 的关键。延时公式是

$$t_D \leqslant \frac{1 - D_{max}}{2f}$$

例如变换器工作频率 400kHz，最大占空比 80% 则最大延迟时间为 250ns。

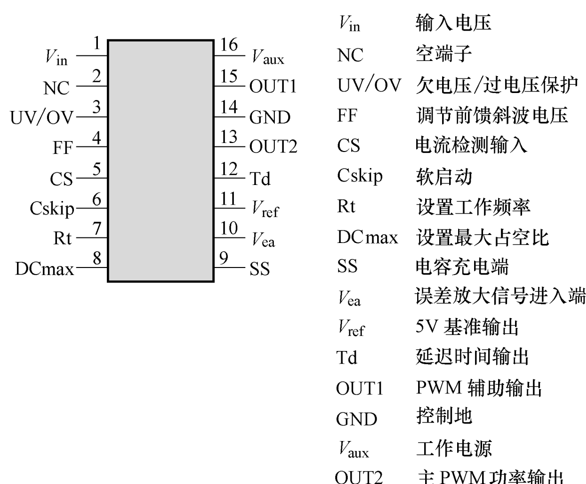
2. NCP1280 电路工作原理

图 5-20a，电路由 C_1、C_2、L_1 组成第一级低通滤波电路，C_2、L_2 组成第二级低通滤波电路，两级串联抑制 EMI 宽带滤波。R_2、R_3、R_4、C_5、C_6 组成电压检测电路，当检测电流超过 5nA 时，过功率电路启动，驱动占空比按检测电流大小缩小，以降低输入功率。电阻 R_4 是 IC_1 4 脚输入电流的检测电阻，检测输入电流是为电路实施过电流保护、过功率限制和 PFC 占空比调节。当输入电流超过 200μA 时，过电流保护被启动。电容 C_7 有控制 2 脚的电压和软启动两种作用，2 脚电压的高低将决定校正因数的大小。如果 2 脚电压为零，此时输出电压也是零，电路处在软启动状态。R_5、C_8 是乘法器电压取样电路。如果电路增添一个电容，这时电路工作在连续模式（CCM），否则，工作在峰值电流模式。R_7、VD_3 是 PFC 开关管加速电路，R_7 的大小与转换效率和电磁干扰有一定的关系。晶体管 VT_1 和 VT_2 并联是为 VT_1 的快速导通和截止创造条件。R_8、C_{13} 以及 VD_2 是 MOSFET 的反向吸收网路，R_8、C_{13} 能提高 VD_2 的恢复时间。电解电容 C_{13} 是 PFC 的滤波电容。VD_1 是预备充电二极管，避免因 VT_1 截止期间电路产生大的浪涌电流。图 5-20b 是 NCP1280 的引脚排列图。



a）智能数控机床NCP1280工业电源

图 5-20　NCP1280 工业电源电路及其引脚排列图



b) NCP1280引脚排列

图 5-20　NCP1280 工业电源电路及其引脚排列图（续）

改变 PFC 输出电压高低与电路工作状态的是电阻 R_{10}、R_{12} 的作用，它们是反馈取样电阻，它们能改变输出电压与输出欠电压的变化。当反馈电流 I_{FB} 超过 110% 基准电流 I_{REF} 时，过电压保护 OVP 电路启动，停止驱动信号输出；当 I_{FB} 低于 I_{REF} 的 10% 时，电路关闭输出进入待机低消耗状态。由 R_{13}、R_{74} ~ R_{76}、IC_7、VD_7、VT_3、C_9 组成 PFC 输出阶梯控制电路，它的意义是若输入电压变化，PFC 输出电压跟随改变，只改变 PFC 输出反馈电流 I_{FB}，起到改变输出电压的目的。NCP1280 电路设定输入电压为 AC86 ~ 200V 时，PFC 输出电压为 DC300V；当输入电压为 AC180 ~ 265V 时，PFC 输出电压保持 DC390V，输出电压阶梯控制点更精确，转换效率得到提高。工作原理如图 5-20a 所示。

待机电路由 IC_2、TR_1、IC_4、IC_5、VD_6 组成，为 IC_1、IC_3 提供电源。IC_2 为电流控制模式，工作频率为 65kHz，IC_2 的启动电流低，具有短路保护与自动恢复功能、频率抖动功能，最大占空比为 80%。为防止电路因输入电压低而输出功率超过额定值，特有 R_{18}、R_{19} 组成过功率保护电路。R_{20}，R_{21} 以及 VT_4 组成过热保护电路。

VT_5 ~ VT_7、IC_8、R_{23} ~ R_{26}、R_{33} ~ R_{35}、C_{50} 组成 ON/OFF 控制电路。如果 VT_7 导通，光耦合器 IC_8 二极管发光，接收晶体管导通，使 IC_2 的 1 脚电压通过 VT_5 送到 C_{19} 两端，该电压送到 IC_1、IC_3 使 PFC 与 PWM 启动运行，起到开的作用。电压检测电路由 R_{81}、R_{45} 组成，R_{80}、R_{79} 是 NCP1280 的反馈电压比较电路，它把输入电压 V_{in} 的斜波电压与 PFC 的输出电压 V_{EA} 相比较，其差值由占空比进行调整。R_{37} 是 IC_3 的振荡频率设定电阻。R_{39} 是输出延时电阻，该电阻是实现 ZVS 的关键。TR_4、VD_7、R_{42} ~ R_{44}、C_{36} 是过电流保护检测电路，TR_4 是电流互感器，起着电流检测作用。VT_8、VT_9、C_{37}、R_{47}、R_{83}、VS_3、VT_{12}、VD_8、TR_2 组成钳位电路，VT_{13} 是驱动晶体管，TR_2 是快速关断电路，C_{37} 是隔直电容。当 OUT_2 输出正脉冲时，VT_8 导通，经 TR_2 耦合，使 VT_{12} 截止，若 OUT_2 无脉冲输出时，VT_{14} 截止。当 VT_{12} 导通时将 VT_{14} 栅极存储电压快速释放掉。R_{48}、C_{40} 组成钳位放电电路。

VT_{17}、VT_{19} 是 5V 输出的同步整流电路，R_{53} 是 VT_{17} 的驱动电阻，R_{59} 是 VT_{16} 的驱动电阻。VT_{14} 导通时 VT_{17} 也导通，直接向负载输送电能。VT_{17} 的驱动信号是通过 R_{53} 加到栅极的，VT_{14} 截止，VT_{17} 也截止，这时 VT_{19} 与 L_7 向负载提供电能，当 VT_{14} 截止时，L_7 的电能极

性相反。VS_6、VS_7 是两只 MOSFET 的栅极稳压二极管，起着保护作用。

12V 的输出电路与 5V 的输出电路相同，不再重复。VD_7、VS_{10}、VT_{20}、VD_{20}、VS_9 组成输出电压反馈取样和过电压保护电路。当两组输出电压哪一组过电压时，VS_9 或 VS_{10} 导通，促使 VT_{20} 导通，这时光耦合器 IC_6 发光二极管电流增加，也使 IC_3 的 10 脚电流增加，这样片内进入保护状态，进而关闭输出。

5.5.2　采用能自动提高功率 PKS606Y 的打印机电源

打印机包括喷墨打印机、激光打印机和一般电脑打印机，这些打印机在启动瞬间，驱动电动机转动需要较大的瞬间启动电流，因此，要求与打印机配套的电源要有 3 倍以上的瞬时功率，一般来说，开关电源要实现 1∶3 的输出功率，存在一个比较困难的问题，那就是电源的过电流保护点如何设计？如果过电流保护点与正常工作点离得太远，那就失去了过电流保护的意义，这样给电源运行带来危险，针对这个问题普因特 POWERINT 公司于 2006 年推出了 PKS603～606 系列单片开关电源控制芯片，它可达到启动瞬间输出 1∶3 功率，满足打印机电动机起动要求。

1. PKS606Y 打印机电源技术参数

1）输入电压：86～265V、50/60Hz 交流电压，此电压适合全球各国。

2）输出电压/电流：DC 30V ±2%；电流连续方式 1.1A，瞬时 3.1A，此电流完全满足打印机要求。

3）效率：86～200V 时效率为 85%；200～265V 时，效率为 90%。

4）保护：具有过电流、过电压、短路保护功能。

5）绝缘指标：交流输入线与输出线的绝缘电阻大于 10MΩ，输入线、输出线与机壳的绝缘的绝缘电阻大于 15MΩ。

6）抗电磁干扰能力：小于 5dB/μV。

7）漏电流：整机漏电流小于 0.5mA。

2. PKS606Y 芯片主要特点

1）芯片提供的峰值功率可达到电源设计输出功率的 3 倍，适合喷墨打印机、激光打印机的需求。提供瞬间高功率不依靠增加元器件和变压器磁心的体积，而是芯片在本身具有提高输出功率的同时，加大元器件的工作频率。

2）PKS606Y 电路具有在低电压输入时输出峰值功率的能力，这时自适应最大脉冲导通时间延长，以适应峰值功率输出。

3）具有智能可编程电压检测功能，为电路在运行中提供过电流、过电压、短路保护功能，同时还具有为断路、长时间低压输入提供安全保障功能。待机输出功率≥0.7W。

4）芯片集成一只 700V 的 MOSFET 开关管和控制电源电路，但与一般 PWM 控制方法不同，它是用振荡频率调节输出电压，振荡器有两个信号，一是占空比（D），二是时钟信号，振荡器还组合了一个抖动频率，抖动频率为抑制 EMI 有利。详见图 5-21PKS606Y 内部功能框图。

5）芯片设计了 1.0V 的低阻抗源极跟随器，跟随器的作用是限制电流。当输出电流超过 240μA 时，使能电路输出被禁止，低于 240μA 时，功率开关管导通进入工作。如果输出电流低于 50μA，功率管 MOSFET 关断，工作停止。电路处在轻载时，自适应限流用离散的数字量降低电流限制值，使电路控制简便，降低了音频噪声。EN/UV 是使能、欠电压功能

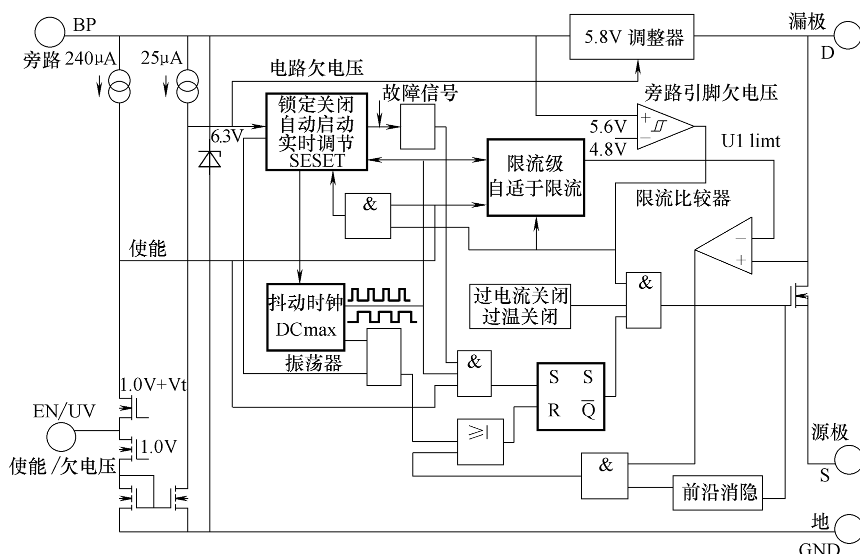


图 5-21　PKS606Y 内部功能框图

输入端，一般由光耦合器控制驱动。

6）电路启动期间，功率管的漏极电压来自旁路电压，电路工作后，由变压器绕组通过外部电阻电容向旁路 BP 提供电压，当电压达到 6.3V 钳位电压时，自适应极关闭 5.8V 电源，降低损耗；当旁路电压低于 5.8V 时，旁路检测关闭功率管 MOSFET，只有自适应极上升到 5.8V，MOSFET 导通，运行开始。

7）电路每时每刻检测芯片结温并实施保护。门限设定温度为 142℃，若结温超过门限温度时，功率管关断，只有等到结温降至 70℃时才重新启动。在启动和运行故障期间，控制器的工作频率处于低频态势，这是安全的。自适应极电流限制的工作模式是跳跃周期监视每个周期的电流运行状况，它有效地减少了输出功率限制，为电路提供峰值功率达到 3 倍输出功率创造了条件。

3. PKS606Y 电路工作原理

1）图 5-22 所示为共模和差模 EMI 滤波电路。电路由 C_1 ~ C_4、C_7、C_{16} 以及 L_1、L_2 组成，它对 EMI 有很强大的抑制作用，电阻 R_1、R_2 为电容 C_3 提供放电回路。FU 是输入电压熔丝，在选择 FU 时要考虑额定容量与可接受的瞬间 3 倍以上的输入功率参量，不要在开机瞬间电源发生烧毁熔丝的情况。

2）输出整流滤波电路。由于输出峰值负载是在开机或输出发生短路瞬间出现，设计输出滤波电容的电流额定值一定按连续输出电流方式，这样才能保证电容的寿命在大电流的冲击下不损坏。当电路发生过电流（电动机卡死）短路故障时，由 VT_1、VTH、R_{12} ~ R_{15}、C_{11}、C_{15}、VD_9 和 VS_3 组成的快速检测电路立即启动过电流、过电压保护功能。晶闸管的导通，将变压器二次绕组短路，起过电流保护作用。VS_3 稳压值应选在 VTH 的触发电压的过电压点，还要考虑 R_{12}、L_2 及 VD_7 的压降，这里选用 36V 还是可以的。R_{12} 的选用是保证 VT_1 不发生超时导通。当负载有短路时，触发电路通过 VTH 起短路保护；当输出电流长时间（1.5s）过电流时，电路通过 IC_2 的 EN/UV 脚关闭输出。

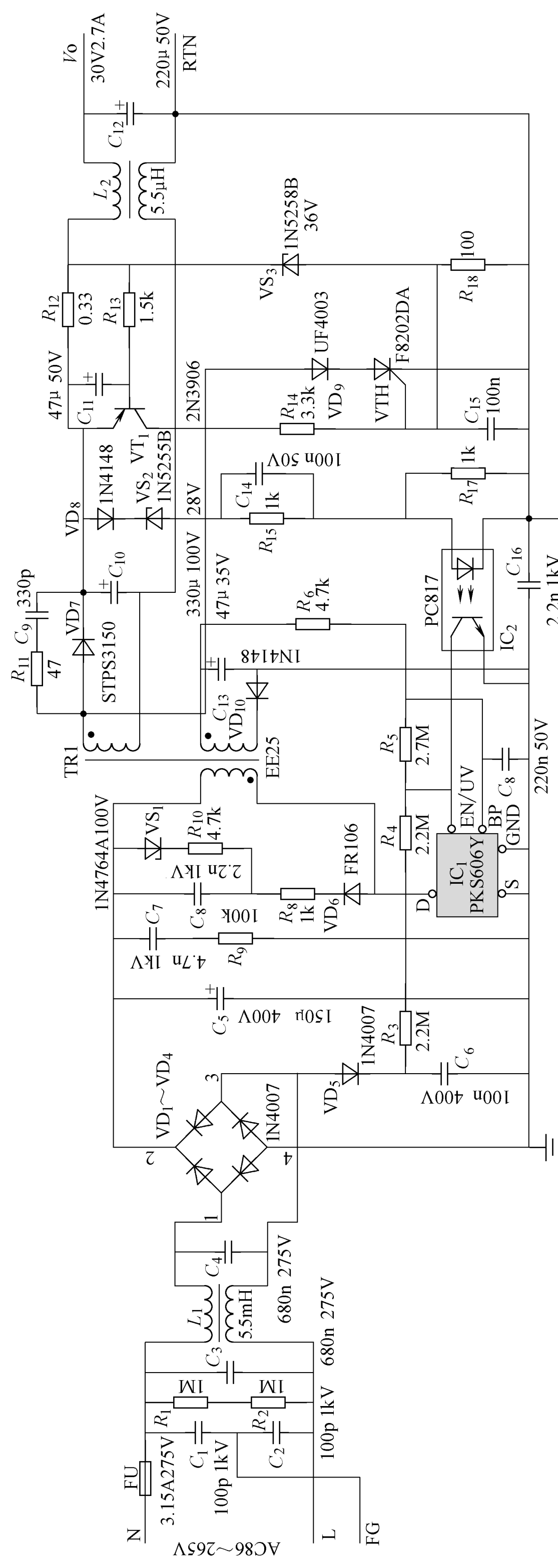


图 5-22　采用能自动提高功率的 PKS606Y 的打印机电源

3）提供峰值功率开关电路。元器件 VD_5、C_6、R_3、R_4 以及 IC_1 是峰值开关电路，当输入电压超过 IC_1 片内设置门限欠电压值时，欠电压级自动触发复位，允许电压处在欠电压时平稳连续工作，具有一定的保持时间。VD_5、C_6 是检测电源电压输入组件。如果输入电压高于欠电压点，片内功能将锁定关闭；如果输入电压低于欠电压点，说明输入电压是低的，IC_1 进入运行状态，直到超过欠电压点，锁定开关才动作。锁定开关一旦关闭，输入电压通过 C_6 放电，电流流到 EN/UV 脚，通过 R_3、R_4 停止欠电压功能行使；当输出功率降低，C_6 处在充电状态，给 EN/UV 的一个较小的偏流，使片内保持欠电压功能。VD_{10}、C_{13} 和 R_{16} 为 IC_1 提供电源。C_8、VS_1、R_{10}、R_8、VD_6 是 IC_1 漏极钳位吸收网络，消除变压器因漏感产生的尖峰电压。

PKS606Y 所组成的开关电源主要特点，能在几毫秒时间内提供片内开关管的 177kHz 的开关频率，为开机需要的 3 倍大功率提供给机里所有用电设备。

5.5.3　采用脉冲比率控制模式 IR4015 的锅炉仪表电源

IR4015 电源控制芯片广泛用于工业自动化仪器仪表，也用于医疗卫生诊断仪器仪表，属于脉冲触发控制单片双模式，结构简单，体积小，性价比高。用于锅炉水位四冲量集环检测控制电源，要求电源具有稳定的工作状态，抗 EMI 性能好，并有很好的电磁兼容性，面临高温多粉尘的工作环境能完好不失真的进行信号传递。

1. IR4015 功能电路特点

IR4015 是 IR 公司于 2002 年推出的产品，是脉冲比率控制模式，采用电流和电压双量受控方法对电路输出状况进行检测、调整、锁定、保护、驱动各种参数处理，如图 5-23 所示。

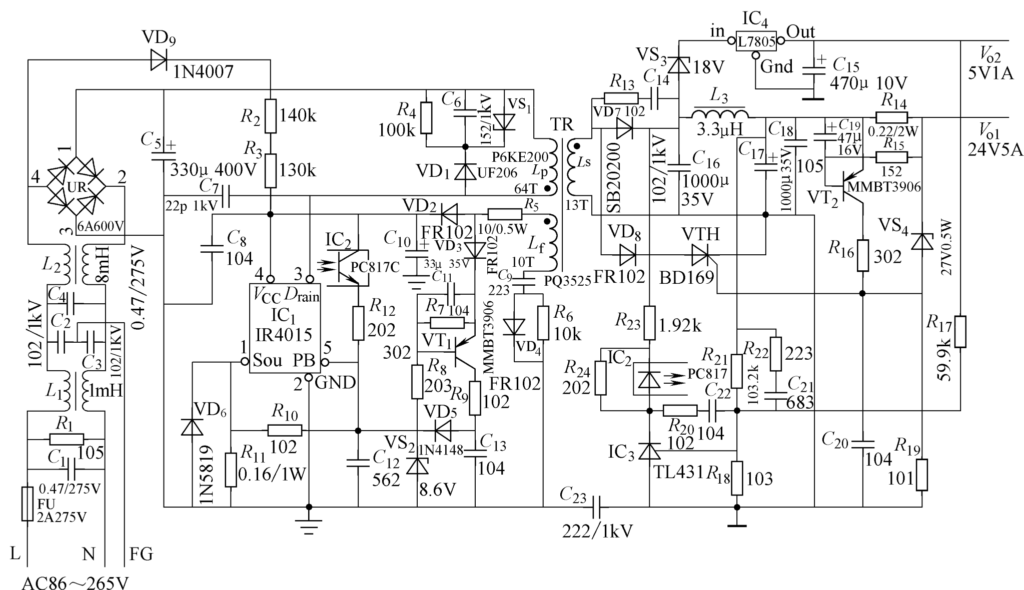


图 5-23　采用脉冲比率控制模式 IR4015 的仪表电源

1）根据需要，可选用准谐振模式和脉冲比率控制模式。准谐振模式电子开关零电压导通（ZVS）、零电流关断（ZCS），它是将 PWM 加上谐振网络实现零开关。它的工作频率可

设计到 2MHz 或更高，从而提高电源的功率密度，但实现准谐振对一般环境条件有一定难度，结构比较复杂，调整监测的设备较多。脉冲比率控制模式是在通用的脉冲宽度调节的基础上利用脉冲周期时间作为基准，按输出工况变化进行调整控制，从理论上实现难度较小，并不需很多的设备，电路不要增添更多的元器件。图 5-24 是 IR4015 内部结构框图。

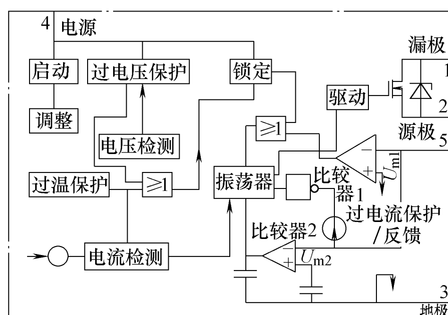


图 5-24　IR4015 内部结构框图

2）电路的变压器将控制模式分为两种：变压器的一次侧为电流控制模式，变压器的二次侧为电压控制模式。电流控制是通过开关管 VT_1 检测到集电极电流的大小进行控制。电压控制是通过输出电压的高低由精密稳压源和光耦合器组成电压负反馈，反馈信号进入 FB 端，由片内比较器、中央控制器将比较结果送功率驱动管驱动，调制变压器一次绕组的振荡频率，达到改变或稳定输出电压。两种控制工作在准谐振模式与脉冲比率控制模式之中，通过变压器辅助绕组的电压来决定两种模式之间的切换时刻。在正常工作状态下，辅助绕组的电压较高，模式切换设计选在适当水平，使开关管 VT_1 处于导通，准谐振信号延时，当电路为轻载或空载时，反馈延时信号无效，电路进入准谐振模式。

3）电路具有很强的抑制 EMI 的能力。因为工控仪表处在高电压大电流、多发交变磁场的环境，低频噪声干扰和传导干扰以及高频射电干扰、强大的磁场干扰，在这种“干扰恶劣”的条件下，每台电子设备都必须具备很好的抑制 EMI 的能力，都必须具备抗共模干扰和串模干扰的能力，都必须具有很好的 EMC，否则将无“安身之地”，IR4015 电源电路在设计上和控制模式方面处在顶级，它的效率可达到 90%，电路适用于全球。

4）电路具有过电压保护、欠电压锁定、过电流保护、欠电流待机、过温保护、短路保护等多种保护功能，电源处在安全可靠之中，有利于生产制造和设备维护。

2. 电路工作原理

原理图如图 5-23 所示，$C_1 \sim C_4$、L_1、L_2 组成输入回路 EMI 抑制电路。L_1、C_1、C_2 组成 π 型滤波电路，L_1 电感量较小，用来抑制高频段干扰，L_2 的电感量较大，主要抑制低频段干扰，两个电感所用的磁心材料有所不同，L_1 磁心选用 μ_i 为 20000 的铁氧体，L_2 选用 μ_i 为 12000 左右的铁氧体，再与合适的电感量相配，防止磁心进入饱和。

VD_9、R_2、R_3、C_4 是 IC_1 的启动电源，VD_2、C_4 是 IC_1 的工作电源。C_8 是高频旁路电容，C_7 是 Y 电容，用于抗共模干扰。R_4、C_6、VD_1、VS_1 组成 R—C—D 双连网络吸收由绕组漏感所产生的峰值电压，保护 IC_1 的运行安全。

由 R_5、VD_3、VT_1、VD_5，组成电流检测电路，对电源实施过电流、短路保护。C_{12} 是高频旁路电容，R_9 是 VT_1 的负载电阻，从中取出电压信号，执行具有电压和电流双模式控制方式。

二次回路的 VD_7 是肖特基整流二极管，一般情况下，只有在输出电流大于 2A 的电路中，才选用反向恢复时间（t_{rr}）小于 10ns 的肖特基二极管。R_{13}、C_{14} 是 VD_7 的加速开关阻容电路，抑制由变压器二次向用电电源输出的高频电压。VT_2、R_{16}、VTH、VD_8 是过电流保护电路，当输出电流超过设计值时，电流在 R_{14} 上的压降增大，使 VT_2 导通，电流在 R_{16} 上所产生电压使晶闸管导通，这样输出端 V_{o1} 与地短接，这时 V_{o1} 无电流输出，起到过电流保护

的目的。

R_{23}、IC_2、IC_3、$R_{17} \sim R_{21}$是V_{o1}、V_{o2}输出电压稳压控制取样负反馈电路，对电压控制模式更加具体化。IC_4 是 5V 输出控制模块。第二次用单片三端稳压块进行稳压，第一次是 VS_3 将 24V 电压降到 12V，可以说 R_{17}通过 IC_3 进行第三次稳压，这次稳压与前两次是不一样的，这次不但使输出电压稳定，而且根据输出负载的大小进行调制。V_{o2}所承担是锅炉水位 PID 调节供电系统，电压稳定是实现整个锅炉自动控制的关键。

3. IR4015 电路主要元器件参数设计

1）输入整流桥 UR 的设计

电源输入功率 $P_{in} = \dfrac{P_o}{\eta} = \dfrac{24 \times 5 + 5 \times 1}{0.9} W \approx 139W$

电源输入电流 $I_{in} = \dfrac{P_{in}}{V_{inmin}} \times \dfrac{1}{\cos\phi} = \dfrac{139W}{86V \times 0.8} = 2.02A$

根据输入最高电压计算直流电压 $V_{DC\max} = \sqrt{2} V_{ACmax} = 265\sqrt{2}V = 375V$。考虑到整流桥使用的安全，选用 600V 5A 的整流桥。

2）输入交流整流滤波电容 C_5 的计算

整流滤波后允许最小纹波电压：$V_{DR} = \sqrt{2} V_{ACmin} 5\% = \sqrt{2} \times 86 \times 0.05V = 6.08V$，5% 是纹波电压系数。

滤波电压放电时间　　$t_D = \dfrac{1}{2f_{AC}} = \dfrac{1}{2 \times 50} ms = 10ms$

C_5 电容容量 $C_5 = \dfrac{I_{in} t_D}{V_{DR} \times 10^{-3}} = \dfrac{2.02 \times 10}{6.08} \times 10^3 \mu F = 332\mu F \approx 330\mu F$

C_5 选用 330μF 400V 105℃的铝电解电容。

3）输出电压滤波电容 C_{16}、C_{17}的计算

交流输入最低电流 I_{ACmin}：$I_{ACmin} = \dfrac{p_o}{\eta V_{ACmin}} = \dfrac{125}{0.9 \times 86} A = 1.61A$

绕组一次峰值电流 I_{PP}：$I_{PP} = I_{ACmin} / D_{max} = 1.61/0.5A = 3.22A$

输出纹波电流 I_{OR}：$I_{OR} = KI_P \sqrt{\dfrac{D_{max}}{3}} = 5\% \times 3.22 \sqrt{\dfrac{0.5}{3}} A = 0.0657A$

式中，K 为允许纹波电流系数，设为 5%。

滤波电容量 C_o：$C_o = \dfrac{I_o t_D \times 10^5}{I_{OR} f_{Wmin}} = \dfrac{6 \times 10 \times 10^5}{0.6675 \times 50 \times 10^3} \mu F = 1826\mu F$

C_o 取 2000μF，并联两只电解电容，每只 1000μF 35V。

4）提供偏置启动电流 R_2、R_3、C_{10}的计算

IC_1 的最小启动电流 450μA

$$R_2 + R_3 = \frac{\sqrt{2} V_{ACmin}}{I_Q \times 10^{-6}} = \frac{1.414 \times 86}{450 \times 10^{-6}} \Omega = 270k\Omega，分别为 140k\Omega、130k\Omega。$$

设辅助电压频率为 200Hz，IC_1 启动电压 16V，关闭电压 10V，最大工作电流 35mA，则电容 C_{10}为

$$C_{10} = \frac{I_{CC} \Delta t}{V_Q - V_b}$$

式中，Δt 为 5ms。

$C_{10}=\frac{35\times5}{16-10}\mu F=29.2\mu F$，选标准值 33μF35V 电解电容。

5）取样反馈电阻 R_{21}、R_{17} 及限流电阻 R_{23} 的计算

设：基准电阻为 103Ω，则反馈电流 $I_F=\frac{2.5}{103}mA=250\mu A$

反馈系数为　　$K_1=\frac{1}{6}=0.167$　$K_2=\frac{5}{6}=0.833$

反馈电流为 $I_{F_1}=250\times0.167\mu A=41.75\mu A$　$I_{F_2}=250\times0.833\mu A=208.25\mu A$

反馈电阻　　$R_{17}=\frac{5-2.5}{41.75\times10^{-6}}\Omega=59.9k\Omega$

反馈电阻　　$R_{21}=\frac{24-2.5}{208.25\times10^{-6}}\Omega=103.2k\Omega$

限流电阻 $R_{23}=\frac{V_{o1}-V_F}{I_F}$

式中，V_F 为发光二极管正向压降，为 1V；I_F 为发光二极管在 120% 传输比下的工作电流，取 12mA。

$$R_{23}=\frac{24-1}{12\times10^{-3}}\Omega=1.92k\Omega$$

6）振荡变压 TR_1 的计算

根据上述计算和参数定：工作频率 50kHz，输出电流 6A（5A + 1A），电源效率 90%，交流最小输入电压 121.6V，绕组一次输入平均有效电流 1.61A，峰值电流 3.22A。

计算高频变压器一次电感量 L_p

$$L_p=\frac{10^6P_o(D_{max}(1-\eta)+\eta)}{I_{PP}^2K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta}=\frac{10^6\times125\times(0.5(1-0.9)+0.9)}{3.22^2\times0.44\times\left(1-\frac{0.44}{2}\right)\times50\times0.9\times10^3}\mu H=742\mu H$$

计算二次匝数，肖特基二极管正向导通电压为 0.8V，取二次匝数初始值为 0.5 匝/V，计算二次匝数 N_s

$$N_s=(V_o+V_F)\times0.5=(24+0.8)\times0.5匝=12.4匝\approx12匝$$

计算一次匝数 L_P

$$L_P=N_s\times\frac{V_{Dmin}}{V_o+V_F}=12\times\frac{\sqrt{2}\times86}{24+0.8}匝=58.8匝=59匝$$

制作变压器防止会出现集肤效应和邻近效应，为改善磁场耦合、降低泄漏电感，采用三文治绕法。

5.6　军工电源

军工电源是一门尖端科学，技术要求严格，制造工艺非同一般，军工电源领域非常广阔，应用面也非常广，大体上分为空间的和地面的，空间的包括有通信卫星、导弹、火箭、无人驾驶飞机等，地面的有雷达、地面通信、自动大炮、船泊航行、仪器仪表等等。本节仅举两例，只供参考。

5.6.1　采用四路控制 TL1464 的军工开关电源

四路控制 TL1464 开关电源，是用一块 IC 进行电源控制，是 DC/DC 变换在高技术应用具体实现，要求电源体积小，转换效率高、抗干扰能力强，适用温度范围大，这是最基本的。TL1464 还具有以下特点：

1）电源工作频率高、转换效率高、功率因数高即称为“三高电源”，完全实现“三高电源”并非容易的事，电源所有的零部件都要小型化，具有“J 级”（军级）质量品位，对电路板的设计零“互容”、零“互感”。TL1464 电源电路的开关工作频率高达 1MHz，它的控制频率为 132MHz。频率的提高，必然造成开关损耗、效率降低，但 TL1464 电源电路采用的是陶瓷振荡器，振荡器信号源精度极高，无需斜波补偿，不产生任何串音。

2）片内设置有可编程控制程序，实现远距离操作控制，能有效地设定限制电流，减少电源用电损耗，是提高电源效率、减小体积的有力条件。可编程是实现多功能定向操作的保证。

3）控制 IC 集成有精密基准电源，功率驱动管 MOSFET，使电路工作稳定，不需外围设置功率驱动晶体管，有较大的占空比使用空间，电源的输入电压范围宽，对使用电池供电或太阳能供电都能满足，简化了很多附加电路，这对于减少电路元器件、缩小体积有好处。

4）电路具有欠电压保护，不会造成误关断；具有过电压保护，可以限制浪涌电流和瞬态峰值电压；具有反相保护，不使电源接反、烧毁电路、损坏 IC，使用安全可靠。

5）电源使用了温度范围很宽的滞后热关断，允许电源在高温条件下输出大功率，低温条件启动闭路循环控制，有效地防止温度或湿度对电源造成停机或烧元器件的现象。

值得注意的是：因为电路是一种高速开关输出方式，电路设计的基本思想与通常的集电极开路输出和图腾柱输出方式不同，电路具有输出阻抗高，带动负载大的特点。

图 5-25 是四路控制 TL1464 开关电源原理图。

电子电路由主控部分、各路反馈电路、驱动部分、单片 IC 控制管理系统、检测处理系统所组成。通过多个接口（I/O 接口），把紫外光、磁性、红外穿透所有模拟数字控制信号引入主控器，对传感接收信号进行取样统计，识别送入寄存器，作检测控制依据，把各通道收到的信号参数与寄存器信号进行比较、判断，再实施电源控制机能。TL1464 共有四路输出供电端口，每路控制机能不同，如某一路负责发动机的起动和关停，第二路负责动力航向左、右施舵，第三路担负航标上、下扫描，第四路将兼顾各路功能系统供电功能，包括状态指示、航程显示和预视各系统运行状况报警停机信号，分工统一各负其责。

VD_1、R_1 是反相保护装置，为防止检修人员由于工作疏忽将电源极性插反。DF-2 是红外光接收探头，分别接收 132MHz 的射电光波，供 SBTY1 ~ SBTY4 各控制频道状态控制，选用 IC_1 的 35 脚、41 脚、44 脚和 2 脚，依照计算机控制程序进行操作，实施空中飞行目的。a、b、c、d 是将输出电压经电阻分压后反馈到 IC_1 内部的误差放大器的同相输入端，反馈信号经 IC 内的比较器、可编程序控制器、主控门锁存器，调动驱动器最后调制信号由输出端对输出电源电压控制。调制开关信号的上升沿由 C_8、C_{10}、C_{13}、C_{33}进行驱动，如果电容过大，耗散了驱动电流，过小则使驱动力不足，进而使开通时间加长。电阻 R_{13}、R_{14}、R_{15}、R_{17}为设定的恒流驱动电流，如果电阻过大将使晶体管容易出现饱和，当基极电流不足时同样使晶体管的饱和压降增大。由 C_9、C_{11}、C_{12}及 C_{14}提供下降沿的反向偏置电流，只有当功率晶体管的基区有多余的载流子时，电路才有反向偏置电流对电容进行充放电，此时电容存在很有必要，容量要适中，太小反向偏置加不上，太大则损耗大。电路中除滤波用的

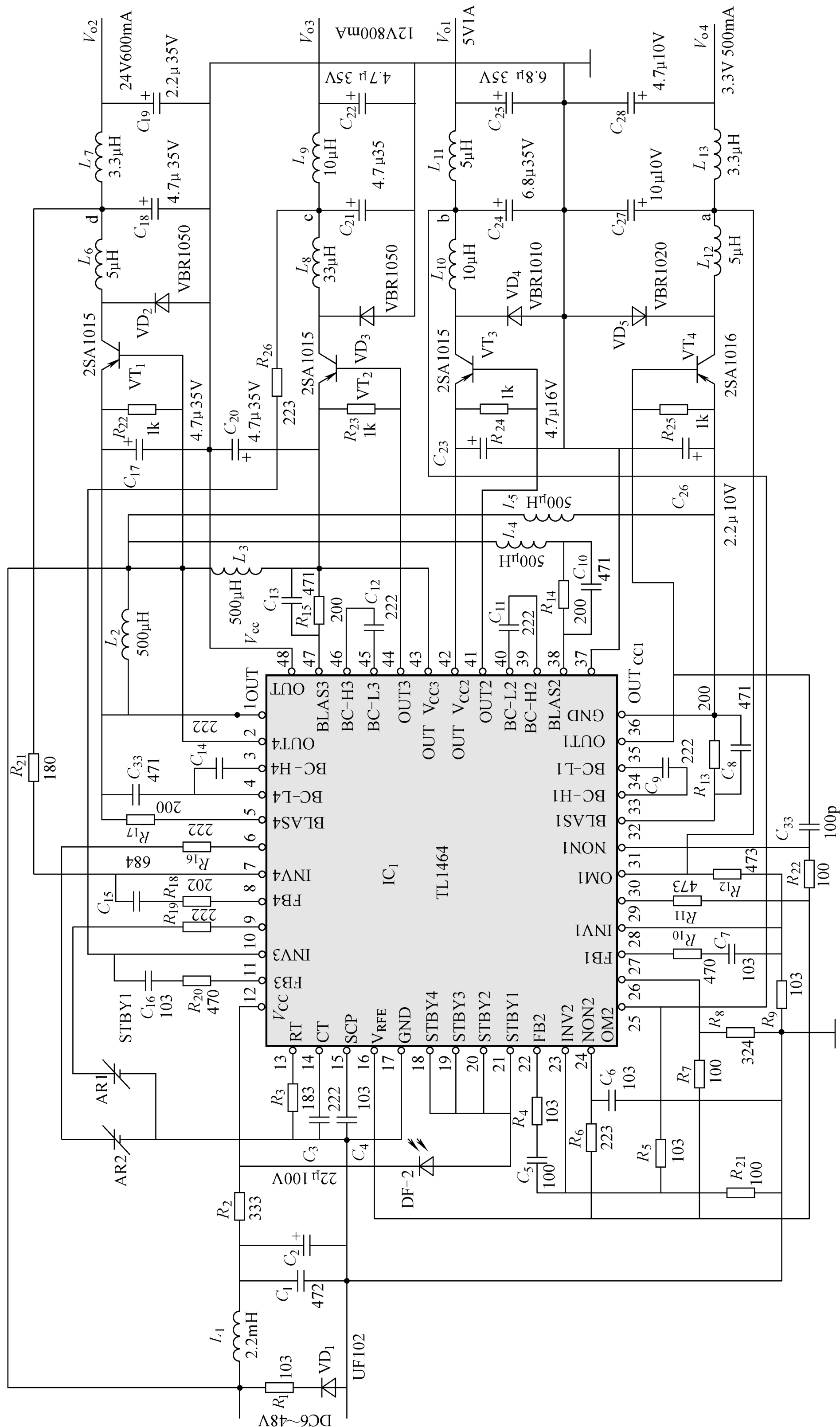


图 5-25　四路控制 TL1464 开关电源

电解电容以外，其他电子元器件都工作在甚高频率条件下，宜选用陶瓷电容，因为陶瓷电容具有结容值小、绝缘性能强、耐热性能好、损耗角正切与频率关系小等优点。PNP 型晶体管选用饱和压降小正向电压低的器件。扼流圈和滤波电感要选用高频特性优良、漏电感小的器件。DF-2 选用远红外接收光频谱宽、防干扰能力强的光敏接收头。为消除射电干扰和噪声干扰，电路板的设计极为重要，对旁路电容、扼流圈以致整个电源需加坡莫合金屏蔽，引线极短，接地线要粗，平行线或十字交叉线尽量少，不能因为布线不好而引起振荡。

5. 6. 2　采用高效平板变压器 IR2086 的航天开关电源

航天电源的技术要求比一般电源的要求更高。电源电压输入宽度、体积、防干扰、温湿度、安全可靠性等等都有严格地要求。IR2086 电源控制芯片广泛用于航天、军工和工业自动化控制，该产品是国际 IR 公司新产品。

1. IR2086 电路特点

1）电路采用 DC/DC 全桥变换形式，36 ~ 72V 直流输入电压提供全程大范围进行转换，输出电压 12V，输出电流 30A，电源效率达 97%。

2）电源使用了平板变压器磁心，变压器绕线由 PCB 直接生成，对于减少变压器漏感降低损耗、提高转换效率有利，而且对缩小电源体积、降低成本大有好处，我们知道，电源体积主要受变压器磁心、电解电容和整流二极管这三大元器件影响，如使用平板磁心（高仅为 10mm）对缩小电源体积向前迈了一大步。

3）电源具有过电流保护、短路保护和欠电压锁定软启动等功能。电源的工作频率可达 1MHz，脉宽调制占空比为 50%。电路选择 C_5 可延时 150ms 软启动时间，通过延迟时间对输出负载高或低时增加调制脉冲宽度，增强了电源的负载能力。

4）IR2086 集成了微分放大器、延迟驱动器、过电流检测单元、电流比较器、频率振荡器、高低边驱动器，见图 5-26。高、低边驱动器直接驱动 MOSFET 的栅极，驱动能力达 1A 的输出和灌入电流。一次侧的桥沿开关功率管实现零电压开关（ZVS），为保证电路功能完全转换使变压器磁心的磁通量平衡提供了依据，也是功率消耗降低的一个重要原因。

2. IR2086 各引脚功能特点

CS：过电流比较器输入端。当输出电流超过极限值时，芯片将停止输出脉冲。

DELAY：过电流复位延迟。延迟时间的长短由软启动 C_5 的容量大小决定。

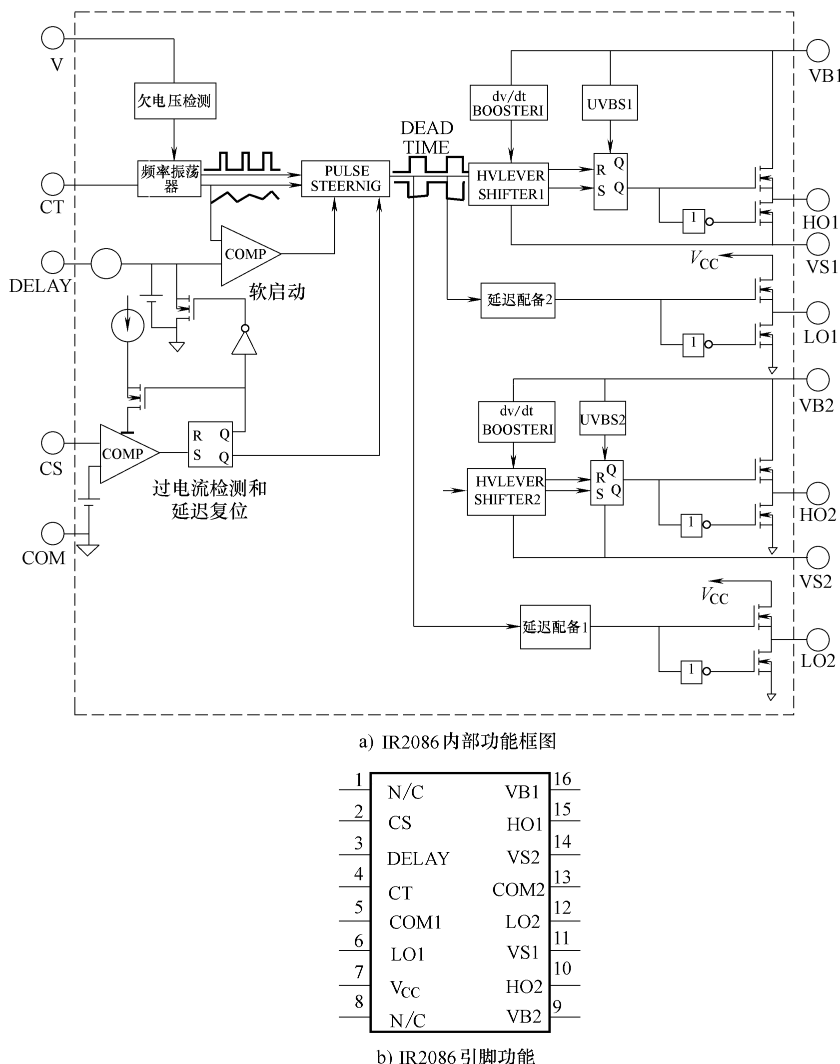
CT：振荡器输入。它的振荡频率由电路的 R_4、C_5 及片内振荡器决定。C_5 小，延时短，电路存在共导的危险，对电源安全不利。

COM1、2：电源地。适合信号地所有功能高频率和大电流的工作条件，具有低阻抗宽线电路板。

HO1、2，LO1、2：高、低边输出。它直接驱动 MOSFET 的栅极，能使电源输出功率达 300W 以上。

VB1、2：功率输入连接端。为了防止噪声干扰，连接该脚所有元器件的引脚越短越好。

V_{CC}：芯片供电引脚。V_{CC}的静态电流很低，但总电流却很高，总电流是 V_{CC}静态电流与高、低边平均电流之和，在全桥电路中为四只功率管 MOSFET 提供触发电流。



a) IR2086内部功能框图

b) IR2086引脚功能

图 5-26　IR2086 内部功能及引脚功能图

1、8—空　2—过电流比较器输入端　3—过电流复位延迟　4—振荡器引脚　5—信号地和功率地　6—低边驱动器引脚　7—电源　9—高边功率输入端　10—高边驱动器引脚　11—高边功率地引脚　12—低边驱动器引脚　13—信号地和功率地　14—高边功率地引脚　15—高边驱动器引脚　16—高边功率输入端

3. IR2086 电路工作原理

图 5-27 是 IR2086 原理图。直流电压从 35～65V 输入，电压经电容 C_1、C_2 高频旁路和滤波后，由 R_8 降压后经 VT_5 的漏极电压再经 VD_1 整流供 IC_1 的 7 脚用作启动电压和 IC_1 内部各电路模块的电源，之后不久，由 R_4C_5 和 IC_1 内部的振荡器开始工作。图 5-28 是电路的直流变换桥路，它由四只耐压 80V 的 IRF6646 组成，控制桥路平衡输出的 TR_1 的一次绕组 L_p，通过 L_p 向它的二次 L_{S1}、L_{S2}传输电能，同时一次侧实现零电压开关。180W 的直流转换是由负载调节由一次绕组控制的开环控制系统。DC/DC 转换电压比率为 5∶1。

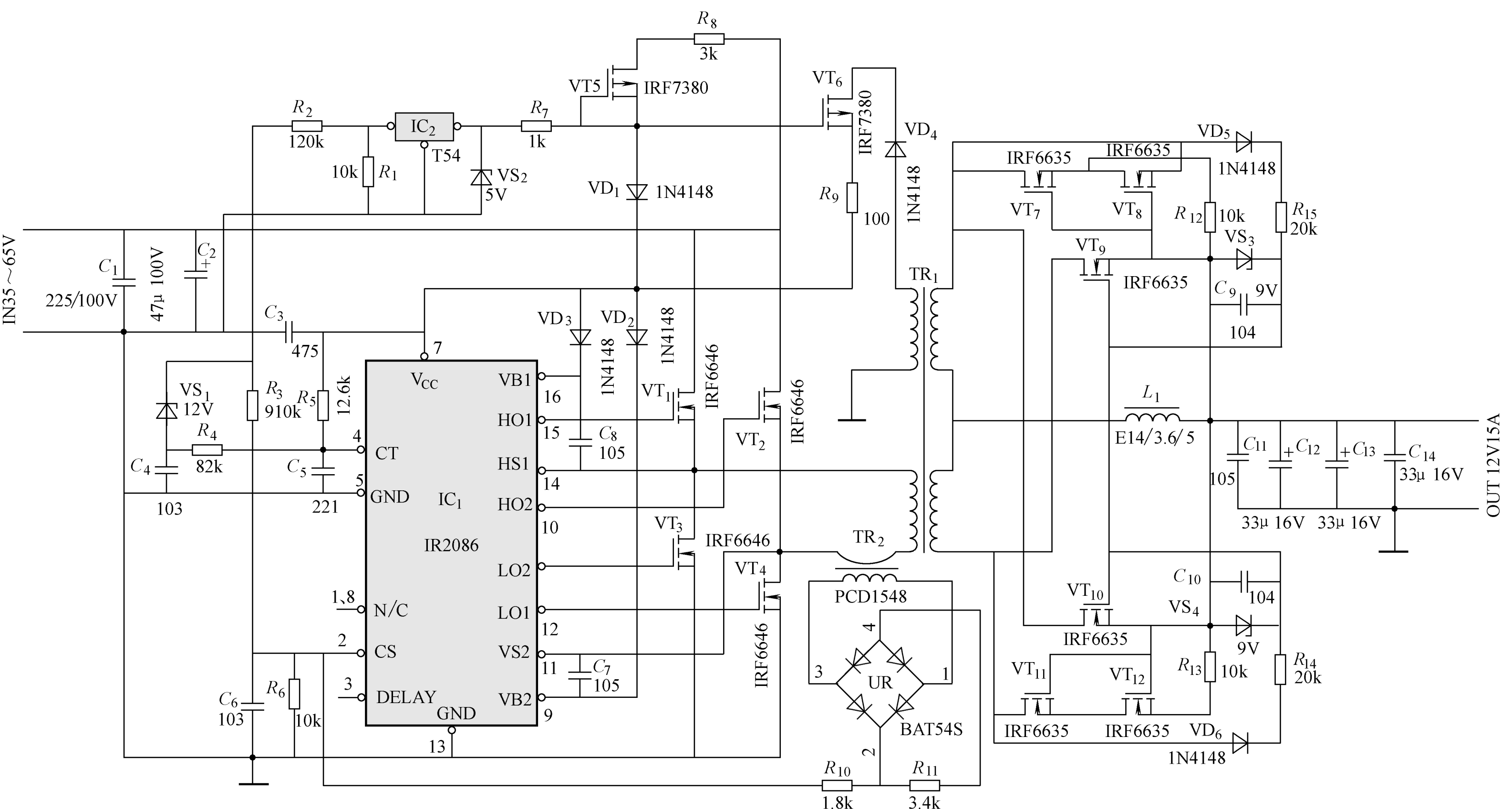


图 5-27　高效平板变压器 IR2086 航天开关电源

IR2086 的供电系统由 VT_5、VT_6、VD_4、VD_1、VS_2、R_2、R_9、R_1、R_8、R_7 以及 IC_2 组成。输入电压检测电路由 R_1、R_2、IC_2 组成。直流电压电阻 R_8 降压后经 VT_5、VD_2 提供 IC_1 的电压。启动后，由变压器 L_F 经 VD_4 整流 R_9 降压提供 IC_1 的工作电压。为了转换器工作在最优化的状态下，实现宽带输入电压，转换器可工作在变频模式下，改变振荡电阻 R_4 的阻值和 VS_1 的稳压值，可实现变频模式。当输入电压低时，电容 C_5 的充电电流也低，这时工作频率也低，其频率在 130～270kHz 变化，与输入电压成线性关系。如果使工作频率不变，可去掉 VS_1。改变变频调制方式的好处是减小磁化电流在电路中的损耗，提高电源工作效率。

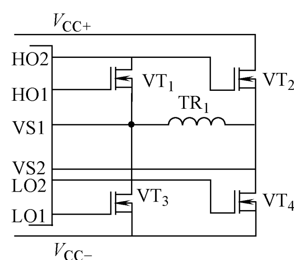


图 5-28　IR2086 桥式结构原理图

变压器 TR_2 及整流桥 UR、电阻 R_{10}及 IC_1 的 CS 脚组成过电流和输出短路保护电路。

输出电路采用同步整流形式。VT_9、VT_{10}是同步整流钳位自偏置驱动，驱动信号取自变压器二次绕组中心抽头，VT_7、VT_8、VT_{11}、VT_{12}四只 MOSFET 组成输出同步整流桥式电路，L_1、R_{12}、R_{13}、C_9～C_{14}是电压输出滤波电路，这种整流滤波适用大电流输出的电源，它损耗小、效率高。VD_5、VD_6 二极管和 R_{15}、R_{16}是两个桥臂的两只 MOSFET 加速驱动电路，晶体管在截止期间将漏极储存的电荷放掉，以确保后半周快速导通。VS_3、VS_4 是晶体管的栅极钳位稳压二极管，确保晶体管工作稳定，不受负载变化影响。

第6章　软开关技术与LED电源优化设计

6.1　软开关功率变换技术

6.1.1　硬开关转换功率损耗

硬开关是在电子开关器件上强制性地随机分/合电源，此时加于电子开关器件上的电压可能不为零导通，也可能电流不为零关断。早些年应用的AC/DC、DC/DC变换技术就是这种硬开关技术。图6-1所示是DC/DC半桥式变换脉宽调制主电路拓扑图，该变换电路属于硬开关PWM功率变换电路。晶体管VT_1、VT_2是半桥式变换电路的主开关。当两只晶体管导通时，流经晶体管漏—源极的电流由零逐渐上升，电压则逐步下降。在电流上升和电压下降的过程中有一个交点Q，称之为交叠点。Q点就是开关管导通时的功率损耗，称为导通损耗。同样，开关管关断时，电流下降和电压上升也有一个交点P，称为交叠点。P点就是开关管关断时的功率损耗，称为关断损耗。如果将电流波形与电压波形重叠，就有两个交点（Q和P两点）。由图6-2可知，除去其他条件，开关频率越高，开关管的导通损耗和关断损耗也越大。

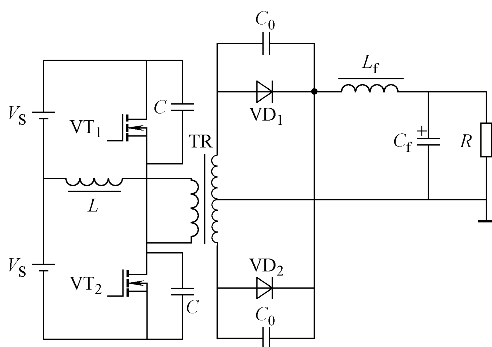


图6-1　DC/DC半桥式变换脉宽调制主电路拓扑图

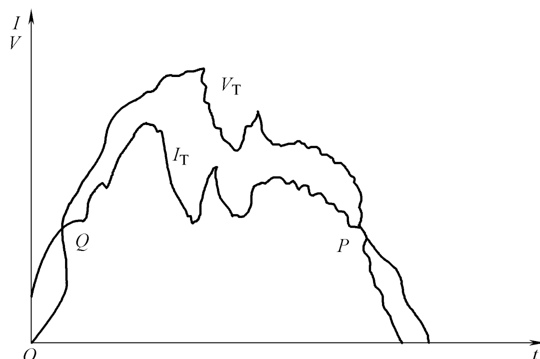


图6-2　开关晶体管开关过程中的电流、电压波形

由于开关电源元器件、走线存在着大量的分布电容和分布电感，电路在电流或电压的作用下就会产生寄生振荡。若振荡电压超越了开关管关断时的运行区域，开关管将会受到损害，也使功率损耗大大增加。所以说，硬开关PWM功率变换器的功率损耗大。工作频率越高，功率损耗越大，变换电路的效率越低。随着工作频率的升高，电磁干扰也越加严重，电磁干扰对周围电子设备的影响愈加严重。功率开关管用MOSFET代替后，PWM变换电路的工作频率可以提高到300kHz，但是硬开关的损耗不随开关管型号改变而大幅减少。

提高开关频率是开关电源变换技术发展的目标之一。因为只有频率提高了，高频变压器、滤波电感器以及电容等元器件的体积、重量才能大大减小，单位体积输出的功率（功

率密度）才能得到提高，对降低开关电源串音噪声和改善动态响应十分有利。重量轻、体积小的开关电源适用于电信通信设备、笔记本电脑、家用电器等各种电子设备。为了使开关电源在更高的频率下高效、低耗、安全地运行，人们研究出了“软开关”技术。所谓软开关就是零开关，指的是电压为零时开关管导通，电流为零时开关管关断。有了零开关，开关管的损耗为零，这样可以将开关频率提高到兆赫（MHz）级水平，开关电源的体积大为缩小。

6.1.2　准谐振变换电路的意义

能实现零电压开关管导通、零电流开关管关断的开关就是软开关，也是准谐振变换技术。图 6-3a、b 分别为 ZCS 和 ZVS 谐振开关示意图。图中 L_r 为谐振电感，C_r 为谐振电容，VT 为开关功率管。在图 6-3a 中，当开关功率管 VT 导通时，谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 处在工作电源下带电，器件电流以正弦波谐振频率变化。振荡电流为零时，由于受到电容上电压不能突变的作用，开关晶体管关断，停止谐振。开关管 VT 关断时，电源电压通过 C_r、L_r 构成工作回路，形成串联谐振。当谐振电压按正弦波变化到零时，由于受到电感 L_r 反向电压的作用，开关功率管导通，这就是准谐振开关的工作原理，也是电容、电感作用的结果。

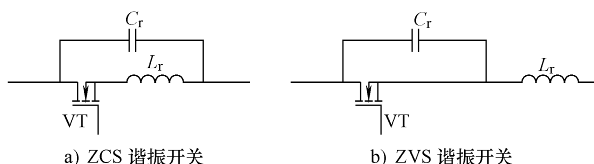


图 6-3　PWM 谐振开关示意图

电子开关具有零电压导通、零电流关断的条件，这种变换电路称为准谐振变换电路（QRC）。如果将准谐振变换电路用在开关电源上，就是准谐振开关电源。准谐振变换的开关频率可以达到 4.5MHz，变换电路效率可以达到 96% 以上。QRC 是一种软开关，它的输出电压与频率有关（频率越高，输出电压越大），而与占空比无关，所以说 QRC 是一种变频电源。它与 PWM 变换电路比较起来，控制稍为复杂，但是它的损耗为零，效率最高，这就是准谐变换电路的意义。

6.2　零开关脉宽调制变换电路

6.2.1　ZCS-PWM 变换电路

零开关-PWM 变换电路（Zero Current Switch and Zero Voltage Switch）就是 ZCS-PWM 和 ZVS-PWM 变换技术的结合。首先说明 ZCS-PWM 变换电路的工作原理和特点。图 6-4 是 ZCS-PWM 变换电路原理图，图 6-5 给出了这个电路中各点电流、电压的波形。在图 6-4 中，VT_1 是该变换电路的主开关，VT_2 是辅助开关，C_r 是与辅助开关相串联的电容，L_r 是谐振电感，L_f、C_f 分别是输出滤波电感和滤波电容，L_P、C_P 是串联谐振电路。电路中各点的电流、电压分别是：①辅助开关管 VT_2 的漏—源极电压（V_{DS2}）；②谐振电容 C_r 的端电压（V_{Cr}）；③主开关管 VT_1 的漏—源极电压（V_{DS1}）；④主开关管和辅开关管的信号电压 V_{g1}、V_{g2}；⑤谐振电感上的电流（I_{Lr}）。

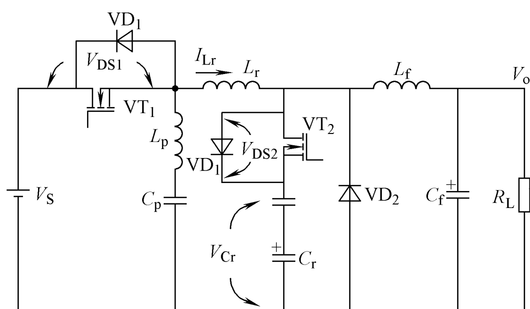


图 6-4　ZCS-PWM 变换电路原理图

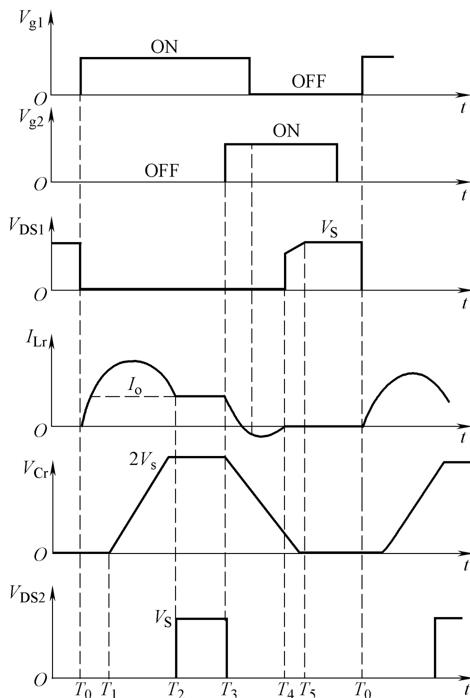


图 6-5　ZCS-PWM 变换电路波形图

当振荡时间 t 达到波形图中的 T_3 阶段时，驱动信号 V_{g2} 使辅助晶体管 VT_2 导通，输入电压通过 VT_1、电感 L_r 加到电容 C_r 上，L_r、C_r 开始谐振。由于 VT_2 导通，V_{DS1} 电压从 V_S 下降到零，谐振电容 C_r 上的电能开始释放，电容电压 V_{Cr} 从 $2V_S$（最大值）开始下降，电容放电电流的方向与电感电流的方向相反，起着相减的作用，所以谐振电感电流 I_{Lr} 也开始下降，直至过零变负，为主开关 VT_1 下一步动作提供了外部条件。这时若在主开关 VT_1 上送上一个正的脉冲信号（见图 6-5），VT_1 就在零电流（$I_{Lr}=0$）的条件下关断。在此期间，由于电感电流变负，VT_1 上的并联二极管 VD_1 导通，电感电流 I_{Lr} 从负值回到零。VT_1 完全截止关断，V_{DS1} 由零开始上升。在 T_4 时刻，VT_1 上的电压上升到接近 V_S。这就是零电流关断的变换谐振的工作原理。从图 6-5 得知，二极管 VD_1 在一个周期内所承受的电压值是输入电压 V_S 的 2 倍，VD_1 的电压应力大，这是 ZCS-PWM 的主要缺点，但是变换电路实现了零电流关断。

6.2.2　ZVS-PWM 变换电路

零电压开关—脉冲宽度调制（ZVS-PWM）变换电路也是准谐振变换电路的条件之一。图 6-6是 ZVS-PWM 变换电路原理图。VT_1 是主开关，VT_2 是辅助开关，C_r、L_r 分别是谐振电容和谐振电感。图 6-6 与图 6-4 相比不同之处是主开关和辅助开关是串联的，谐振电感与谐振电容也是串联的。L_P、C_P 是串联振荡电路。

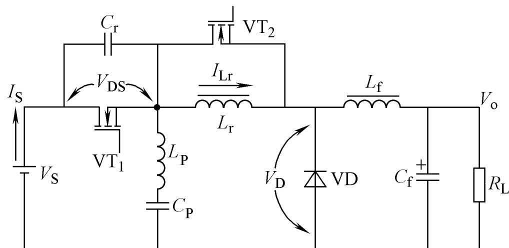


图 6-6　ZVS-PWM 变换电路原理图

在图 6-7 中看到这样一个事实：在正脉冲信号 V_{g1} 的作用下，主开关 VT_1 在零电压条件下导通。电路中各点的电流、电压波形分别是：①主开关 VT_1 的漏—源极间电压 V_{DS}；②主开关 VT_1 的输入电流 I_S；③谐振电感 L_r 的输出电流 I_{Lr}；④续流二极管 VD 的输出电压 V_D；⑤主开关和辅助开关的信号电压 V_{g1}、V_{g2}。

电源电压 V_S 加到图 6-6 中的 L_r 和主开关 VT_1 上以后，电容 C_r 和电感 L_r 组成的串联谐

振电路开始振荡。如果主控开关 VT_1 关断，辅助开关 VT_2 导通。当正弦周期时间 t 到达波形图中的 T_2 阶段时，振荡电感 L_r 中的能量开始释放，电感电流 I_{Lr} 下降，振荡电容 C_r 被电源充电，电容电压 V_{Cr} 上升，即 V_{DS} 上升。进入峰值后，C_r 上的电能开始释放，电感电流 I_{Lr} 则以反向负增长。在 t 到达 T_3 阶段，电路停止谐振。$V_{DS}=0$ 就为主开关 VT_1 零电压导通创造了条件。$V_{DS}=0$ 时，续流二极管 VD 导通，电流由二极管正极开始向电感 L_r 流通，使电感电流 I_{Lr} 由负值快速上升，这一趋势一直持续到 $t=T_4$。这时主开关 VT_1 的漏—源极电压 V_{DS} 为零，它的电流 I_S 达到 I_o，实现了主开关零电压导通的目的。这就是零电压导通的工作原理。ZVS-PWM 变换电路与 ZCS-PWM 变换电路一样，具有功耗低、效率高、工作频率高等许多优点。但从图 6-7 可以看出，主开关 VT_1 的漏—源极电压在关断时几乎是输入电压的 2 倍，这种电压应力对 ZVS-PWM 变换电路很不利。所以，在 ZVS-PWM 变换开关电源电路上选用耐压很高的开关功率管。

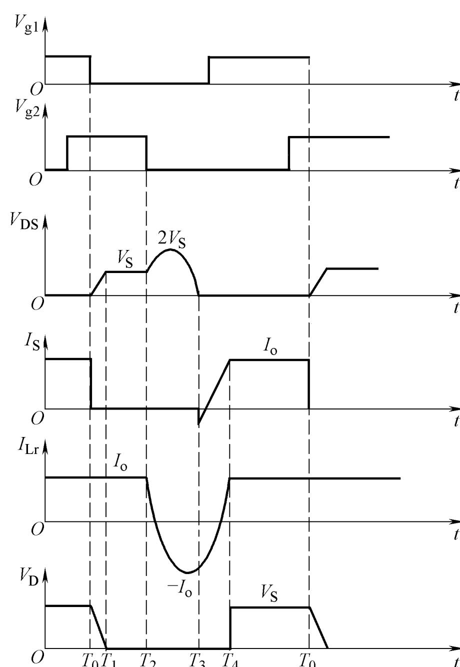


图 6-7　ZVS-PWM 变换电路波形图

6.3　零开关脉宽调制转换变换电路

零转换-PWM 变换电路包括 ZCS-PWM、ZVS-PWM、ZCT-PWM 和 ZVT-PWM。后面两种叫零电流转换变换电路和零电压转换变换电路，与前两种的区别是多了一个“转换”。这两种转换变换电路的主要特点是开关管的导通损耗和关断损耗在理论上近似于零，可实现零开关特性而又不增加电压或电流应力，为设计开发高电压、大功率开关电源创造了有利条件。

6.3.1　ZCT-PWM 转换变换电路

由于 ZCT-PWM 转换变换电路跟 ZCS-PWM 变换电路比起来，具有宽电源电压范围和宽负载电流变化范围、可降低变换电路开关管的电流和电压应力等一系列优点，所以在现代开关电源中得到了广泛应用。因此，研究它的变换电路工作原理，对今后研究零电流开关-PWM 转换变换电路很有引导、启迪作用。图 6-8 是 ZCT-PWM 转换变换电路原理图。主开关管 VT_1 两端并联有谐振网络（L_r、C_r、VT_2）以及二极管 VD_1、VD_2，组成 ZCT-PWM 转换变换电路。谐振网络与 ZCS-PWM 转换电路比较起来所需元器件一样多，只是主开关与电感 L_r 的位置交换了。

交换电路启动前，如果辅助开关 VT_2 导通，将使二极管 VD_1、VD_2 截止，谐振电路 L_r、C_r、VT_2 谐振，I_{Lr} 按准谐振正弦波变化。当正弦周期时间达到 T_0 时，电感电流 I_{Lr} 上升，主开关电流 I_C 下降。在 I_C 下降到一定负值时，主开关 VT_1 关断，谐振电容电压 V_{Cr} 上升。这

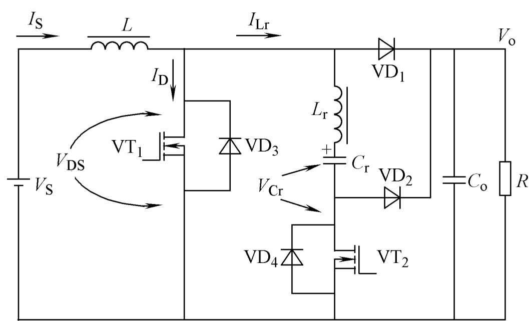


图 6-8　ZCT-PWM 转换变换电路原理图

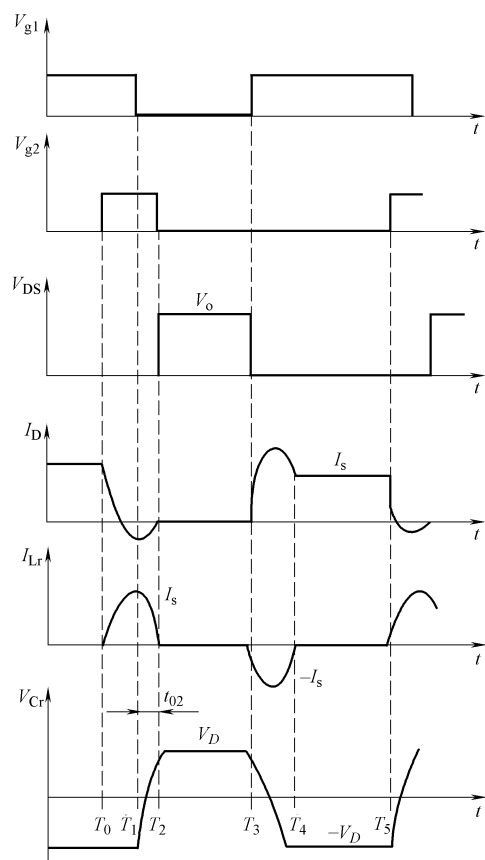


图 6-9　ZCT-PWM 转换变换电路波形图

就是零电流关断。从主开关 VT_1 关断到辅助开关 VT_2 关断有一个时间差（t_{02}）。这个时间差是达到零电流关断的必要条件，一般取 $t_{02}=0.2T$，详见图 6-9 和表 6-1。

ZCT-PWM 转换变换电路只要将正激式、反激式 PWM 变换电路中的一个 PWM 开关用 ZCT-PWM 开关代替，即可改变成零电流转换变换电路的电路模式，电路改装极为方便。

6.3.2　ZVT-PWM 转换变换电路

ZVT-PWM 转换变换电路与前面所说的 ZCS-PWM 变换电路的工作原理、运行模式比较相似，只不过其主开关与谐振网络并联，而 ZCS-PWM 变换电路是主开关与谐振电容并联。说到这里，ZVT-PWM 转换变换电路与 ZCT-PWM 变换电路又有什么差别呢？如图 6-10 所示，谐振电容 C_r 与主开关 VT_1 并联，其他与图 6-8 没有什么两样。

表 6-1　ZCT-PWM 转换变换电路一个周期的运行模式

阶　段　号		1	2	3	4	5
运行周期		$T_0 \sim T_1$	$T_1 \sim T_2$	$T_2 \sim T_3$	$T_3 \sim T_4$	$T_4 \sim T_5$
参数运行变化	VT_2	导通	关断	关断	导通	导通
	I_D	I_S ↓ 负	负 ↑ 0	0 →0	0 ↑ max ↓ I_S	$I_S \to I_S$
	V_{Cr}	$-V_D$ ↑ 0	0 ↑ V_D	$V_D \to V_D$	V_D ↓ 0 ↓ $-V_D$	$-V_D \to V_D$
	V_{DS}	0V →0V ZCT	0V →0V ZCT	0V ↑ V_o ZCT	V_o ↓ 0V	0V →0V
	I_{Lr}	0 ↑ I_S	I_S ↓ 0	0 →0	0 ↓ $-I_S$ ↑ 0	0 →0
	VT_1	导通	导通	导通	关断	关断

ZVT-PWM 转换变换电路的主开关 VT_1 不但与谐振电容 C_r 并联，还与辅助开关 VT_2、谐振电感 L_r 并联。谐振电路由谐振电感、谐振电容、辅助开关以及二极管 VD_2 组成。电路通电后，VT_2 优先于 VT_1 导通（这是因为有谐振电感 L_r 存在），使谐振网络开始振荡。振荡时间进入 $t=T_0$ 时（见图 6-11），辅助开关 VT_2 先导通，谐振电流 I_{Lr}线性上升，二极管 VD_1 以恒流向负载 R 供电。当 $t=T_1$ 时，主开关 VT_1 的电压 V_{DS1} 开始下降。在 $t=T_2$ 时，V_{DS1}下降到零，为实现 ZCS 创造了条件。由于$V_{DS1}=0V$，二极管 VD_1 导通，电感电流 I_L 向负载提供的能量逐渐下降到零。输入电流 I_S 为谐振电容 C_r 充电，使得 $I_S=i_S$，保持恒流状态一直到 $t=T_5$ 才改变。表 6-2 是 ZVT-PWM 转换变换电路一个周期运行模式表。ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 转换变换电路能使主开关管在零电流或零电压状态下关闭或导通，进行恒频运行；电路运行时的电压（电流）应力小，为开发大功率开关电源打下了基础；能够适应负载和输入电压在较大范围内变化。ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 转换变换电路是一种准谐振软开关变换电路，可是辅助开关管 VT_2 仍属于硬开关，不过工作电流很小，损耗也很小，不影响电路的工作效率。

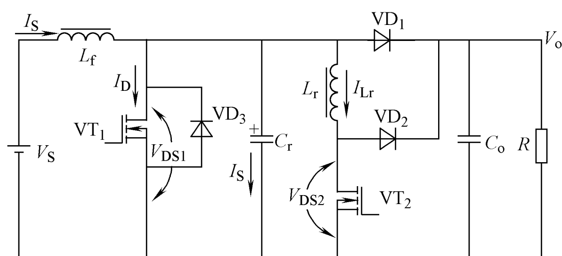


图 6-10　ZVT-PWM 转换变换电路原理图

表 6-2　ZVT-PWM 转换变换电路一个周期的运行模式

阶段号		1	2	3	4	5	6
周期动态		$T_0\sim T_1$ $I_{Lr}\nearrow$	$T_1\sim T_2$ 谐振	$T_2\sim T_3$ $VT_1\rightarrow$ZVS	$T_3\sim T_4$ $I_{Lr}\downarrow$	$T_4\sim T_5$ I_S 恒流	$T_5\sim T_6$ C_r 充电
参数运行变化	V_{DS1}	$V_o\rightarrow V_o$	$V_o\downarrow 0V$ ZVT	$0V\rightarrow 0V$ ZVT	$0V\rightarrow 0V$ ZVT	$0V\rightarrow 0V$ ZVT	$0\nearrow V_o$
	V_{DS2}	$V_c\downarrow 0V\rightarrow 0V$	$0V\rightarrow 0V$	$0V\rightarrow 0V$	$0V\nearrow V_o\rightarrow V_o$	$V_o\downarrow 0V\rightarrow 0V$	$0V\rightarrow V_o$
	I_S	正→正	正→负	负→0	$0\rightarrow i_S$	$i_S\rightarrow i_S\downarrow 0$	$0\rightarrow 0$
	I_{Lr}	$0\nearrow\frac{1}{2}I_S$	$\frac{1}{2}I_S\rightarrow I_S$	$I_S\rightarrow I_S$	$I_S\rightarrow 0$	$0\rightarrow 0$	$0\rightarrow 0$
	I_D	$I_S\downarrow 0$	$0\rightarrow 0$	$0\rightarrow 0$	$0\rightarrow 0$	$0\rightarrow 0$	$0\rightarrow 0$
	V_D	$I_S\downarrow 0V$	$0\nearrow V_o$	V_o 不变	V_o 不变	V_o 不变	$V_o\downarrow 0V$
	VD_1	截止	导通	导通	截止	截止	导通
	VD_2	截止	截止	导通	导通	截止	截止

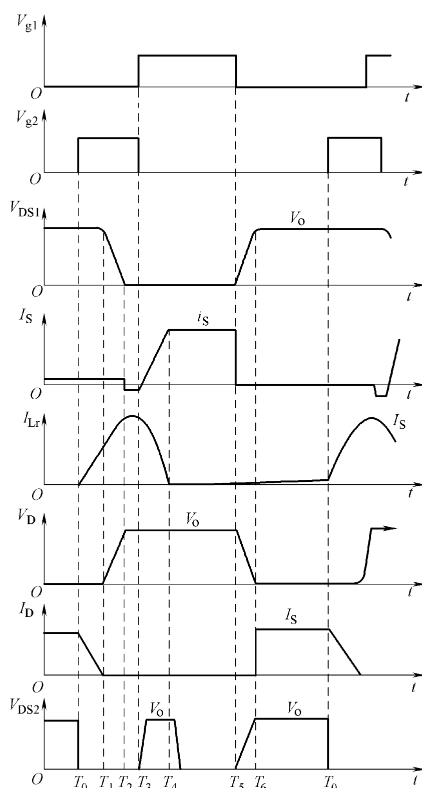


图 6-11　ZVT-PWM 转换变换电路波形图

6.4　DC/DC 零电压开关脉宽调制变换电路

6.4.1　DC/DC 有源钳位正激式变换电路

DC/DC 有源钳位（Active Clamp）ZVS-PWM 技术已在正激式、反激式、推挽式变换电路等多种电路中获得应用。所谓有源钳位是指钳位电路由开关晶体管、集成电路等元器件组成。钳位电容将电压钳位在主开关两端电压上并保持恒定，保护开关管在浪涌电压下免受损坏。这种技术适用于 DC/DC 变换的各种形式的开关电源。这是因为有源钳位能使高频变压器磁心的磁通自动复位，避免磁饱和，以提高磁心的利用率。

图 6-12 是 DC/DC 有源钳位正激式变换电路原理图。图中，VT_2 为主开关，VT_1 为钳位开关，C_C 为钳位电容，R 是钳位电阻。根据下式可算出电容 C_C 上的钳位电压 V_{CC}：

$$V_{CC}=\frac{V_S D}{1-D}$$

式中，V_S 为直流电源输入电压；D 为脉宽调制的占空比。

$$D=nV_o/V_S$$

式中，n 为变压器 TR 的匝比。

一次绕组的平均电流为：

$$I_{PA}=I_o/(1-D)$$

有源钳位 ZVS-PWM 正激式变换电路的运行模式基本上有 4 种：

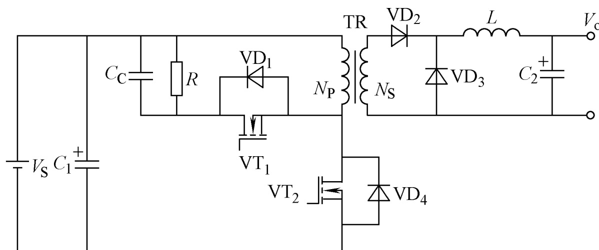


图 6-12　DC/DC 有源钳位正激式变换电路原理图

1）$T_0 < t < T_1$，主开关 VT_2 零电压导通，变换电路能量向负载传送。

2）$T_1 < t < T_3$，钳位开关 VT_1 在主开关 VT_2 断开时使钳位电压 V_{CC} 保持不变，$V_{CC} = DV_S/(1-D)$。

3）$T_3 < t < T_5$，主开关 VT_2 断开，钳位开关 VT_1 导通，主开关电压被钳住在 $V_{CC} + V_S$ 的水平，而 $V_{CC} = \pm \Delta V$，ΔV 为电容充放电纹波电压。

4）$T_5 < t < T_8$，主开关 VT_2 的电压下降到零，接近导通，实现了 ZVS。VD_1 反向偏量，钳位电路断开，钳位电压 $V_{CC} = DV_S/(1-D)$ 保持不变。主开关 VT_2 的导通时间为 DT，关断时间为 $(1-D)T$，见图 6-13。

有源钳位 ZCS-PWM 正激式变换电路与无源钳位电路相比，电路效率可以提高到 95%，可实现变压器磁心磁通自动复位，不需要另加复位电路，这可以使磁心电流沿正负方向流通，提高了磁心的利用率。

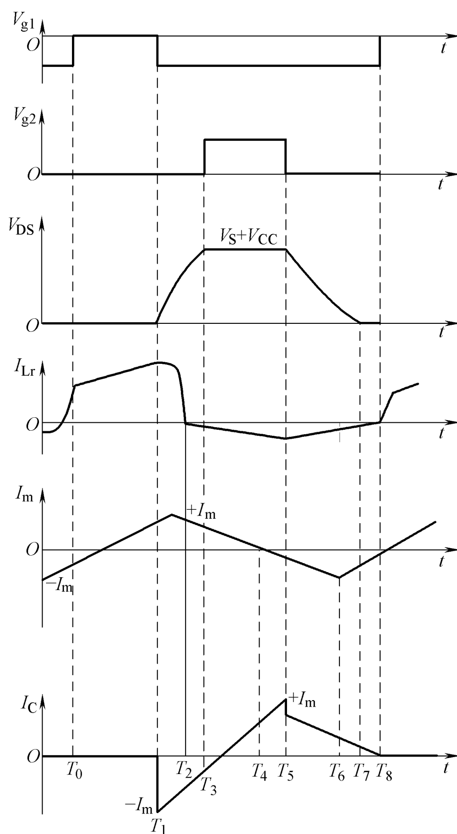


图 6-13　有源钳位 ZVS-PWM 正激式变换电路参量波形

6.4.2　DC/DC 有源钳位反激式变换电路

有源钳位反激式变换电路比 SRC、SRD、ST 等的钳位性能优越得多：钳位方式好，钳位电压稳定，钳位元器件损耗低。如图 6-14 所示，L_m 是变压器磁化电感，C_C 是钳位电容，L_r 是谐振电感，VT_1 是主开关，VT_2 是钳位开关，R 是钳位电阻。电路采用 CCM 模式工作，每个脉宽调制周期分为以下 7 个阶段。

1）启动时刻，主开关 VT_1 导通，钳位开关 VT_2 以及二极管 VD_2 均关断，电感电流 I_{Lr} 向磁化电感 L_m 和谐振电感 L_r 充电。充电电感 L_r 的两端电位升高，L_r 储存电能。

2）L_r 中储存的电能增加，使主开关 VT_1 关断，谐振电感电流 I_P 对电容 C_r 充电，使 V_{DS1} 线性上升，VD_1 反向截止。

3）当 V_{DS1} 上升到 $V_S + V_C$ 时，二极管 VD_2 导通，钳位电压 $V_C \approx V_o \dfrac{N_P}{N_S}$。分压电感 L_r、L_m 以一定比例分压，使 V_C 下降，也使 V_{DS1} 下降。下降的速率决定于 L_m 的电感量。

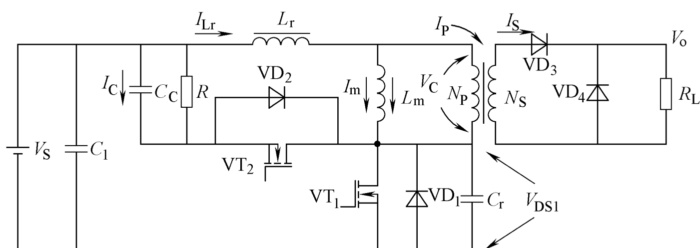


图 6-14　有源钳位反激式变换电路原理图

4）V_{DS1}下降，使 VD_1 正向截止。V_{DS1}下降到 $V_C\dfrac{N_P}{N_S}$时，L_r 和 C_C 开始振荡，L_r 上的电压为 $V_C - V_o\dfrac{N_D}{N_S}$，使钳位开关 VT_2 获得了 ZVS 的外部条件而导通。

5）VT_2 关断，L_r 和 C_r 构成谐振电路，又开始了新的振荡。C_r 在放电期间，V_{DS1}仍然钳位到一定电压值上。

6）$V_{DS1}=0$，电感 L_r 所储存的电能使主开关 VT_1 导通，实现了 ZCT-PWM 零电压导通的过程。经高频变压器能量转换，二次输出电流 I_S 流经二极管 VD_3 向负载 R_L 供电。

7）主开关 VT_1 上的电压为零，实现零电压导通，I_{Lr}上升，同样也使磁化电流 I_m 上升。当 $I_S=0$ 时，VD_3 反向偏置，不久 I_m、I_P 再次向 C_r 线性充电，新的 PWM 开关周期又开始了。需要注意的是，VT_1 导通和 VT_2 关断的时间间隔为 L_r 和 C_r 谐振周期的 1/4。

6.4.3　DC/DC 有源钳位正反激式组合变换电路

有源钳位可以应用在各种变换形式的开关电源电路中，还可以用在正反激式组合变换电路中。虽然这种正反激式组合变换电路的输入、输出相位相差 180°，但经过转换，性能却很好，实现了零电压导通、零电流关断，而且输出电路采用推挽式全波整流，损耗小，效率高。

从图 6-15 可以看出，TR_1 和 TR_2 的一次侧串联，二次绕组串联后，由中心抽头输出电压。钳位电路由钳位电容 C_C 和钳位开关 VT_2 组成。两只变压器的一次绕组串联，用作谐波振荡电感。变压器的二次侧串联后分别向负载供电，输出相位相差 180°，因此，不需要再接续流二极管和滤波电感，输出纹波电压小。VT_1 是变换电路的主开关，二极管 VD_1、VD_2

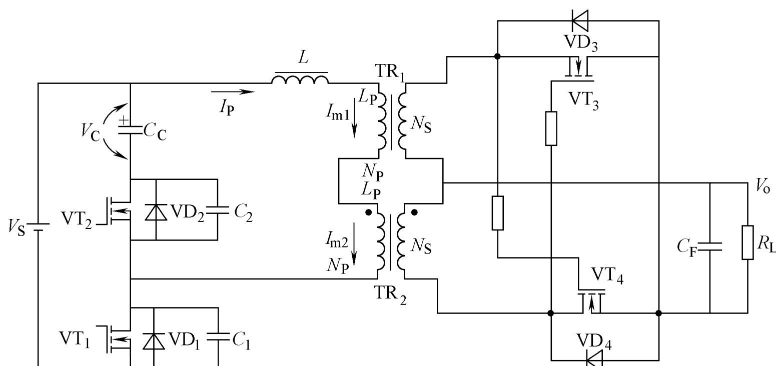


图 6-15　有源钳位 ZVS-PWM 正反激式组合变换电路原理图

分别为 VT_1、VT_2 的寄生反向并联二极管，C_1、C_2 为 VT_1、VT_2 的输出电容，用于缩短两只开关管传送脉冲期间所需要的储存时间，并兼有保护作用。抑制电路用于抑制高频条件下产生的寄生振荡，还对开关管起保护作用。VD_3、VD_4 分别为正、反激变换电路输出电路整流二极管，它们分别与 VT_3、VT_4 并联，使整流输出阻抗降低，提高了整流效率。

图 6-16 示出了正反激式组合变换电路各参数波形，主要参量有：开关管 VT_1、VT_2 的控制信号 V_{g1}、V_{g2}，开关管的工作电压 V_{DS1}、V_{DS2}，工作电流 I_{r1}、I_{r2}，变压器一次输入电流 I_P，两只变压器的励磁电流 I_{m1} 和 I_{m2}。该电路在一个周期内的运行状况如表 6-3 所示。

VT_1、VT_2 分别为电路的主、辅开关晶体管，VT_1 的导通时间与周期 T 的比值为占空比 D。在主开关晶体管截止期间，变压器励磁电流通过辅助开关晶体管 VT_2 使变压器励磁恢复。在死区期间，主开关晶体管在变压器励磁电流的作用下，对晶体管与二次寄生电容进行充放电。VT_2 实现 ZVS 的条件是：变压器的漏感存储的电能必须大于电容 C_C 的储能，变压器漏感储能的大小与变压器的漏感有关，也与负载的大小有关。而电路主开关 VT_1 实现 ZVS 的条件是：VT_1、VT_2 同时处于截止状态，电容 C_1 充电，C_2 放电，负载电能由反、正激变换电路共同提供。这时只要 VD_1 导通，VT_1 就零电压导通，ZVS-PWM 正反激组合式变换得到实现，即零电压闭合的软开关形式。

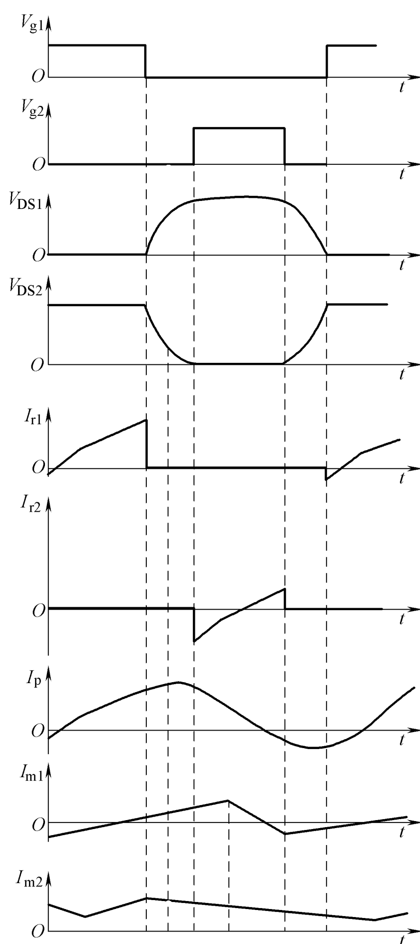


图 6-16　有源钳位 ZVS-PWM 正反激式组合变换电路波形图

表 6-3　DC/DC 有源钳位 ZVS-PWM 正反激式组合变换电路一个周期的运行状况

阶段号		1	2	3	4	5	6	7	8
运行周期		$T_1 \sim T_2$	$T_2 \sim T_3$	$T_3 \sim T_4$	T_4	$T_4 \sim T_5$	$T_5 \sim T_6$	$T_6 \sim T_7$	T_8
各参数运行状况	V_{DS1}	0V	$0 \nearrow V_S$	$V_S \nearrow V_S + V_C$	$V_S + V_C$	$V_S + V_C$	$V_S + V_C \searrow V_S$	$V_S \searrow 0$ ZVS	$0 \searrow$ ZVS
	V_{DS2}	$V_2 + V_C$	$V_S + V_C \searrow V_C$	$V_C \searrow 0$ ZVS	0 ZVS	0 ZVS	$0 \rightarrow V_C$	$\nearrow V_C + V_S$	$V_C + V_S$
	I_{r1}	↗	↘0	0	0	0	0	0	→
	I_{r2}	0	0	负	负	负→	0 → + max	0	0
	I_{m1}	↗	↗	↗max	max ↘	max ↘	0 ↘ − max	− max →	→
	I_{m2}	↗	↗	↗	↘	↘	↘	↘	→

（续）

阶　段　号		1	2	3	4	5	6	7	8
运行周期		$T_1 \sim T_2$	$T_2 \sim T_3$	$T_3 \sim T_4$	T_4	$T_4 \sim T_5$	$T_5 \sim T_6$	$T_6 \sim T_7$	T_8
各参数运行状况	I_P	↗	平势	↘	↘	过 0 ↘ 负	↘ − max	− max ↗	↗
	VD_2			导通	导通	导通	截止	截止	
	VD_3			截止	截止	截止	截止	导通	导通
	VD_4	截止	截止	导通	导通	导通	截止	截止	截止

有源钳位 ZVS-PWM 正反激式组合变换电路在一个周期里的工作状况如下：

1）阶段 1：主开关 VT_1 导通，钳位开关 VT_2 关断，正激式变换电路工作，电能通过变压器 TR_1 传送到负载上，电压极性为下正上负。钳位电容电压 $V_C = V_S \dfrac{D}{1-D}$，$V_{DS1} = 0$，$V_{DS2} = V_S + V_C$，激磁电流 I_{m1}上升并由负变正，I_{m2}也上升。

2）阶段 2：VT_1、VT_2 均关断，电流 I_{r1}下降到零，C_1 被线性充电，主开关 VT_1 的工作电压 V_{DS1}从零上升到 V_S；C_2 对变压器放电，钳位开关 VT_2 的电压 V_{DS2}开始从 $V_S + V_C$ 下降，VD_4 仍截止，电能由变压器 TR_1 传送到负载，励磁电流 I_{m1}继续上升，I_{m2}缓慢上升。高频变压器电感电流 I_P 上升到最大值。

3）阶段 3：变压器漏感 L 与开关输出电容 C_1、C_2、C_C 发生谐振，振荡频率 $f = \dfrac{1}{2\pi}\sqrt{LC}$，其中 $C = C_1 + C_2 + C_C$。C_1 开始充电，V_{DS1}按指数规律上升到 $V_S + V_C$；C_2 放电，V_{DS2}从 V_C 按指数规律下降到零，给 VT_2 的 ZVS 创造了条件。这时 $V_{DS2} = 0$，VD_2 导通，使 VT_2 上的电压为零，I_{m1}继续上升，I_{m2}、I_P 开始下降，变压器感应电压开始变负，VD_4 导通，两个变换电路同时向负载提供电能。

4）阶段 4：由于 VD_2 导通，VT_2 零电压导通，激励电流 I_{m1}继续上升，I_{m2}下降，VD_4 仍导通，两个变换电路仍在向负载供电，但供电电流减小。

5）阶段 5：钳位电路运行，主开关电压被钳位在 $V_{DS1} = V_S + V_C$，激励电流 I_{m1}下降，高频变压器感应电压反向，VD_3 截止。I_{m2}继续下降，VD_4 仍导通，变压器开始储存电能。

6）阶段 6：电容 C_1 放电，C_2 充电，V_{DS1}由 $V_S + V_C$ 开始下降，V_{DS2}则由零上升到 V_C，I_{m2}继续下降，使 VD_4 导通，反激式变换电路向负载提供电能。

7）阶段 7：电感 L 与电容谐振，钳位开关 VT_2 的电压 V_{DS2}由 V_C 上升到 $V_S + V_C$；主开关 VT_1 的电压 V_{DS1}则由 V_S 下降到零，I_{m1}上升，高频变压器的感应电压为正，使得 VD_3 导通，I_{m2}继续下降，VD_4 仍导通，负载能量由正、反激式变换电路提供。$V_{DS1} = 0$，VD_1 导通，实现 VT_1 零电压导通的条件。

8）阶段 8：VT_1 零电压导通，VT_2 关断，I_{m1}上升，I_{m2}下降，反激式变换电路为负载提供电能。$V_{DS1} = 0$，$V_{DS2} = V_S + V_C$，开始下一个周期。DC/DC 有源钳位正反激式组合变换电路实现了 ZVS，开关损耗大大减少，效率极大提高，输入电压范围、负载变动范围加宽，为开发大功率、低损耗开关电源提供了强大的动力。

输出电压 V_o 为

$$V_o = V_S D / n$$

式中，n 为变压器匝比，即 $n = N_P / N_S$；D 为占空比。

根据变压器与占空比乘积的关系，则有

$$V_S D = V_C(1-D)$$

钳位电容 C_C 的端电压为

$$V_C = V_S D/(1-D)$$

主开关晶体管上的电压为

$$V_{DS1} = V_S + V_C$$

这时输出整流 MOS 管 VT_3、VT_4 的电压为

$$V_{DS3} = V_S/n;\ V_{DS4} = V_C/n$$

磁化电感 L_m 也是变压器一次电感 L_P 和漏感 L_P'之和，电感量的大小取决于 CCM/DCM 工作模式，即 $L_m \geqslant \dfrac{\eta V_{S(min)}^2 D_{max}^2}{2P_{o(min)}f}$。这里 η 为变换电路的效率，$P_{o(min)}$ 为变换电路的最低输出功率。

高频变压器 TR_1 和 TR_2 为相同规格的变压器，它们的匝数、线径、磁心结构完全一样，只是绕制方式有点不同（一个采用反激式绕法，另一个采用正激式绕法）。这种组合变换电路采用钳位技术，在任何不规律输入电压或负载电流大幅变化的条件下，开关电源输出电压呈线性变化，开关管的导通电阻很小。该电路采用了有源钳位方式，输出整流采用推挽式全波整流二极管与 MOS 管相并联的结合方式，电路的各项技术性能都能达到非常高的水准。但是必须看到，谐振变换电路必须采用主、辅两只开关晶体管，与同类变换电路相比，驱动电路的损耗是其 2 倍。同样，输出整流电路也比正常的输出整流电路多了两只 MOS 晶体管。虽然电路免除了续流二极管和滤波电感，但整体价格还是比较高的。另外，采用推挽式整流方式，用 MOS 驱动的损耗随频率增高而增大，虽损耗不是很大，但从整个效率来看还是不合算，有待进一步完善设计方案。

有源钳位正反激式组合变换电路的主要特点是，主开关和钳位开关都实现了 ZVS，使开关损耗减少，电路效率提高。由于采用了钳位技术，输入电压的范围得以扩大。有源钳位正反激式组合变换电路的开关管可以选用耐压较低的 MOS 管，可以减小开关的导通电阻，这样 MOS 管的损耗也将降低。当电路采用推挽式整流二极管和 MOS 管并联电路时，不但电路输出电压的纹波电流降低了，电路效率也提高到 95%。

有源钳位正反激式组合变换电路还具有扩展性强的特点。电路本身是正激式和反激式两种开关电源的变换形式，兼有两种变换的优点。这种变换电路的电源输出功率可以从 100W 做到 500W，而电源的效率、功率因数、谐波含量可达到较高的水平，是一般电源所不可比拟的。

6.5　开关电源优化设计

一台新电源产品问世，牵连到电子科学、射电理论，自动控制技术、材料科学等多科技术，是一门综合技术。工程设计须从市场应用，使用环境条件（温度、湿度）、场地（露天、室内），使用目的（负载、容抗、感抗）、输出电压、电流，然后确定电源的技术参数，这一过程称之为可行性设计。根据电子理论和设计经验推导出开关电源电能转换和自动控制所有有关计算公式，这些计算公式和设计经验，可以极大帮助设计工程师省时省力，方便地得到比较准确的设计参数。但是，由于元器件材料性能存在分散性，元器件的布局和电路板走线存在有电场和磁场作用，往往与实际结果存在有偏差，所以要推行最优设计。所谓优化

设计是一种函数极限值求解的数学解题法。对于开关电源所要得到的参数多达数十种，要求多变量非线性函数解出正确的真值，这些真值是无法用手工来完成的，只有通过计算机来求解，设计工程师必须了解熟悉开关电源计算机设计程序软件。优化设计可使设计速度最快，开关电源效果最好。

开关电源脉宽调制（PWM）应用最优设计的电子电路主要包括主电路、控制电路、高频振荡变压器、滤波电路、网络吸收和补偿环节，通过优化设计，使电路获得最佳参数，提高开关电源各项性能指标，优化电源结构，满足生产工艺，提高经济效益。

6.5.1　反激式变换电路优化设计

反激式变换电路一般具有变压器隔离，其目的除执行变压功能外，还要完成输入/输出之间隔离、储能以及电能传递等功能，电路特点是：为了保证电能完全传递，变压器磁心必须处在直流偏磁状态下运行，否则会发生磁饱和，所以磁心必须有气隙，保证在偏磁运行有足够的电感量满负荷传输电能。由于变压器具有电能传递作用，可容易地实现多路不同的极性，不同电压向输出端提供电能。除此以外，反激式变换电路结构简单，调试容易，输出电能稳定等特点。图 1-3 为反激式变换电路结构原理图和工作波形图。反激式变换电路优化设计的主要目的：效率达到最大值而重量、体积功耗最小。变换电路重量包括变压器、电解电容、低通滤波电感和整流二极管。功率损耗包括变压器的铁损和铜损，开关晶体管和整流二极管的工损，还有电解电容 ESR 损耗。优化设计的求解为得到开关电源有关元器件的参数，包括有控制回路、吸收回路、低通滤波回路，整流输出回路相位电阻电容，振荡变压磁心及它的一次、二次匝数，一次电感，线径及磁心气隙大小。还有，为降低电磁干扰，减少开关晶体管和整流二极管电压应力而在电路板上作出合理的布局。所有这些都从数学模型解析推导得到结果。

6.5.2　半桥式变换电路优化设计

1. 半桥式变换电路的结构原理

结构原理如图 1-7 所示。包括有 VT_1、VT_2、C_4 组成的逆变电路、TR 振荡变压器、VD_1、VD_2 全波整流电路及 L、C_3 输出滤波电路。为了简化程序，在设计时，可以分别对变压器和各个电路进行优化设计，建立两个优化设计的数学模型达到电路能耗最小、重量最轻为优化目标，为减少每道设计中的变量，缩编软件，优化程序内存，使之达到快速反应的效果，当电路某个元器件不能完全置于两个优化数学模型，或者两个数学模型相互之间有关联，可以首先将变量变为固定值进行程序运算，然后，再调整固定值以达到优化设计的目的。图 1-7 所示的元器件重量包括滤波电感、滤波电容及 MOS 场效应晶体管。设变量表示如下：

L_P——输入滤波电感；

N_P、N_S——变压器一次绕组匝数；

L_S——输出滤波电感；

A_{S1}、A_{S2}——导线截面积；

A_{e1}、A_{e2}——磁心截面积；

l_1、l_2——磁路平均长度；

C_1、C_2、C_4——电路电容；

C_3——输出滤波电容；

η——变换电路效率；

f——变换电路工作频率；

（1）程序优化公式

$$G_{min}=G_L+G_C+G_n$$

式中，G_{min}为总重量，G_L、G_C、G_n 分别为电感、电容、散热器重量。

$$G_L=\gamma_C(A_{e1}L_\rho+A_{e2}L_S)+4K_m\gamma_m(A_{S1}N_\rho\ \sqrt{A_{e1}}+A_{S2}N_S\ \sqrt{A_{e2}})$$

$$G_C=\sum_{i=1}^{4}\gamma_{Ci}C_i$$

$$G_n=\rho_o(1-\eta)/\eta K_n$$

式中，γ_C、γ_m 为磁心、铜导线的密度（g/cm^3），$\gamma_m=8900kg/m^3$；K_m 为变压器绕组匝长与磁心截面周长比，取 1.9；i 为 i 个电容单位重量（kg/F）；K_n 为散热器单位重量散发的功率，取 15.4W/kg。

磁心重 G_c　　$G_c=\gamma_cA_eI_c=7800A_eI_c$

电路导通占空比 D_{max}的设计方程式

$$D_{max}=\frac{KV_{OR}}{V_{OR}+V_{smin}+V_{DS(on)}}\times100\%$$

式中，V_{OR}为变压器一次感应电压，当输入为最大值时，$V_{OR}=0.55V_{smax}$倍（桥式变换电路）；K 为传导系数 $K=1.42$；V_{smin}为电源输入最低电压；$V_{DS(on)}$为 MOSFET 的漏源导通电压，为 7V。

变换电路一次峰值电流的计算方程式

$$I_{pp}=\frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_R)D_{max}}$$

式中，I_{AVG}为输入电流的平均值。

$$I_{AVG}=\frac{P_o}{\eta_{min}V_{smin}}$$

式中，P_o 为设计开关电源的有效输出功率；η_{min}为设计开关电源的最低效率。

变换电路一次有效电流计算方程式

$$I_{RMS}=I_{PP}\sqrt{D_{max}\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}-1\right)}$$

式中，K_{RP}为脉动电流与峰值电流的比例系数，一般取 0.92。

（2）计算电路损耗最低界限

$$P_o(1-\eta)/\eta=P_D+P_T+P_F+P_{Tr}$$

式中，P_D 为二极管开关损耗；P_T 为变压器损耗；P_F 为输入输出滤波回路损耗；P_{Tr}为功率开关管的开关损耗。

（3）计算磁心最大磁感应强度上限

$$B_a>LI_p/NK_1C^2$$

式中，K_1C 为磁心厚度；C 为磁心中柱宽；$K_1C=Ae$ 为磁心中柱截面积。

（4）计算磁心窗口面积下限

$$B_e>A_{cp}N/K_f+b_1K_2W$$

式中，b_1 为绝缘层厚度；N 为绕组匝数；K_2W 为窗口高，若磁心选EE型，$K_2=3$；W 为窗口宽；K_f 为填充系数；A_{cp}为导线截面积，$A_{cp}>7.26\times10^{-3}\text{cm}^2$。

（5）计算输出电压纹波上限

$$\Delta V_o/V_o>\Delta IR_c/V_o$$

式中，ΔI 为纹波电流峰值；V_o 为输出电压有效值；R_c 为滤波回路等效电阻，已知 $C_3R_c=3\times10^{-5}\text{s}$。

（6）计算电感量上限

$$L_s>(V_o+V_D)(1-D_{min})V_o/2P_{omin}f_s$$

式中，f_s 为变换电路工作频率；P_{omin}为变换电路最小输出功率；V_D 为二极管压降；D_{min}为输入电压最大时的占空比。

效率一般 $0.85<\eta<1$ 优化后的效率可达0.96。

2. 优化设计变压器数学模型

设定变压器磁心为EE型结构，如图6-17所示。图中 A 为磁心中柱宽，B 为磁心厚、h 为磁心中空高或窗口高，W 为窗口宽。图6-18是变压器等效电路，N_p 为一次绕组匝数，N_{s1}，N_{s2}为二次绕组匝数，R_1 为一次等效电阻，R_m 为磁心损耗等效电阻，L_1 为一次电感，变压器的匝数比 $n=N_p/(N_{s1}+N_{s2})$，L_p 为一次漏感。变压器绕线分布如图6-19。图中 b_1 为绝缘骨架，其厚度为1.5mm。b_2 为绝缘层，其厚度为0.2mm。从图可看出，一次绕组是绕在二次绕组中间，为的是加强一次绕组对二次绕组的耦合。

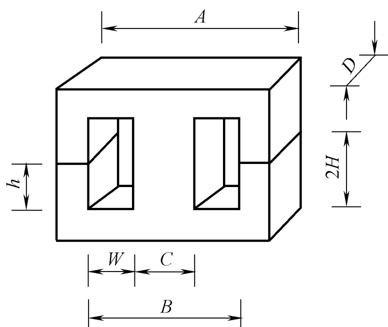


图6-17　EE型磁心

变压器的目标优化是重量。

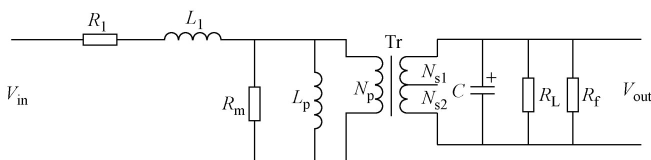


图6-18　变压器等效电路图

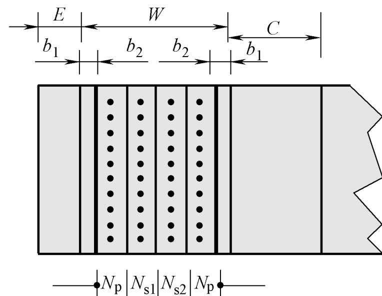


图6-19　变压器绕组

变压器已知数据：

厚度 $b=K_1a$，$K_1=1\sim2$，取1.5；

窗口高 $h=K_2W$，$K_2=2\sim3$，取3；

磁心截面积　$A_e=ab=K_1a^2$；

窗口截面积　$B_e=Wh=K_2W^2$；

设：一次、二次绕组填充系数 $K_f=0.4$

变压器计算公式

变压器绕组线平均长度 l

$$l = 2 \times 1.9a(1 + K_1)$$

平均磁心磁路长度 l_c

$$l_c = \pi a/2 + 2W(1 + K_2)$$

一次绕组厚度 $b\mathrm{w}$

$$b\mathrm{w} = N_p A_{cp}/K_2 K_f W$$

漏电感 L_{PD}

$$L_{PD} = N_p^2 \mu_D$$

式中，μ_D 为漏磁导率。

所优化设计的变压器必须最大限度减少或降低由于漏电感而产生的尖峰电压，依据电子理论，开关管在开关周期期间，截止时，漏电感最大，如果吸收网络能大量地吸收释放出来的电感，则漏电感得到利用电能损耗最小的效果，这时变压器磁心磁感应强度变化量 ΔB 为

$$\Delta B = V_S D/2fN_p A_e$$

式中，A_e 为磁心截面积，D 为占空比。

磁心磁通最大变化量 ΔB_{max} 为

$$\Delta B_{max} = V_{smax} D_{max}/2fN_p A_e$$

变压器一次绕组电阻

$$R_p = \rho N_p L/A_{cp}$$

式中，ρ 为电阻系数，$\rho = 1.76 \times 10^{-8}\Omega \cdot \mathrm{m}$。

变压器平均漏电感 L_{PD}

$$L_{PD} = \frac{1}{2} L_p I_p f$$

磁心功率损耗，可根据生产厂给的经验公式计算：

$$P_c = 20.5 A_e I_c \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{2.5} \left(\frac{f}{2}\right)^{1.3}$$

综上所述，变压器优化设计的数学模型表示：

优化目标　　$f_{min}(x) = G_c(x) + G_m(x) + G_h(x)$

式中，散热器重量 $G_h = (P_L + P_{cu} + P_c)/K_h$，$K_h$ 为散热器散热系数，$K_h = 88\mathrm{W/kg}$，P_{cu} 为变压器铜损；铜重量 $G_m = 3\gamma_m N_p I_c A_{cp}$。

变压器一次匝数优化设计方程式

$$N_p = N_s \frac{V_{oR}}{V_o + V_{DS(on)}}$$

式中，V_o 为输出电压，令 $N_s = 3$。

变压器的匝数比计算式

$$n = \frac{N_p}{N_s}$$

3. 半桥式变换电路优化设计举例

要实现半桥式变换电路优化设计，必须依靠计算机依据输入最优变量参数，求解出电路元器件最小总重量，同时求解出开关电流峰值、电感电流有效值以及变压器磁心尺寸，一次匝数、线径、一次电感量及反向峰值和漏电感。计算机常采用非线性连续取值计算，所得到的许多参数数值不一定符合标准规格要求，也可能不是整数，所得的最优解不能直接在生产实际中应用，所以下一步必须修改设计，以满足各项性能技术要求。

应用连续取样非线性规划取值计算法，通常是首先编写计算机辅助程序，使变量各项指

标初步满足电路性能要求，然后将得出的参数稍加修改；另一种，是将参数理想值输入给计算机，由计算机反推参数变量，如果元器件参数满足技术要求，则摘取该变量值为优化设计常数，演算出各种参数实值，得以应用。

结合 DC/DC 半桥式开关变换器的设计，说说优化设计的步骤，输入 86 ~ 265V，输出 5V、100A 变换电路。

1）考虑变压器损耗，令电源输出电压为 5V 时的滤波电容 4400μF 为常数。

2）设定滤波电感的磁心窗口宽 $W = 1.45$cm，磁心柱宽 $C = 1.55$cm，查产品标准磁心规格得到标准值为 $W = 1.40$cm，$C = 1.50$cm。

3）为电源变压器实施最优化设计，以降低功率损耗，取窗口宽 $W = 1.58$cm，磁心柱宽 $C = 1.60$cm，提高至 $W = 1.68$cm，$C = 1.62$cm，磁心尺寸改变后，变压器损耗由 5350mW 下降至 4900mW。表 6-4 所示为 DC/DC 半桥式变换电路优化设计给定参数，包括开关管 MOSFET，变压器要求给定的参数变量，主要包括输入参数变化值，输出参数限定值。表 6-5 是电路经优化设计后的实际结果及修正后的实际值。

表 6-4　半桥式变换电路优化设计给定参数

项目	类别	元器件参量	符　号	设　计　值	备 注 说 明
电路参数	输入电压	最小电压 最大电压 额定电压	V_{min} V_{max} V_o	121V 375V 310V	设计要求
	输出电压	额定电压 纹波电压 峰值电压	V_o V_{omax}	5V 100mV	客户要求设定
	输出功率	额定功率 最小功率	P_o P_{min}	500W 100W	优化设计数学模型要求
	工作频率	开关频率	f_s	300kHz	调节占空比,固定频率
	导通占空比	最小占空比 最大占空比	D_{min} D_{max}	0.35 0.92	
	电源效率	最小效率 最大效率	η_{min} η_{max}	0.90 0.94	优化设计数学模型要求
	输出滤波电感	饱和磁感应强度 绕组间距系数 绕组填充系数 骨架厚度 中柱厚度宽度比 窗口高度宽度比 铜电阻系数 铜密度 磁心密度	B_s S_i S_t b_1 k_1 k_2 ρ y y_c	0.3T 1.8 0.4 1.6mm 1 3 $1.724 \times 10^{-8}\Omega \cdot m$ 8900kg/m^3 7800kg/m^3	优化设计数学模型要求
	输出滤波电容	时间常数 电容单位重量	$t = RC$ g/F	3×10^{-5}s 5g/F	优化设计模型要求
	整流二极管	正向压降 反向恢复时间 导通上升时间 关断下降时间	V_f t_{π} t_r t_f	0.65V 5μs 0.1μs 0.15μs	优化设计数学模型要求
	驱动 MOSFET	导通上升时间 关断下降时间 通态电阻 门极电容 门极电压 输出电容	T_r T_f R_{DS} C_{GS} V_{GS} C_{OSS}	0.05μs 0.07μs 0.55Ω 3000pF 10V 600pF	优化设计数学模型要求

（续）

项目	类别	元器件参量	符　号	设　计　值	备注说明
变压器参数	绕组	匝比 一次最大漏电感 绝缘厚度	n L_{pmax} b_2	 200μH 3mm	优化设计数学模型要求
	磁心	中柱厚度宽度比 窗口最小宽度 剩磁磁感应强度 磁心重量 中柱最小宽度	k_1 W_{min} B_1 m C_{min}	1.6 10mm 0.05T 55g 14mm	优化设计数学模型要求

表 6-5　半桥式变换电路优化设计结果值及修正值

项目	类别	元器件参量符号及单位	设计结果	修正值	备注说明
设计变量	输入参数	电容 C/μF 电感 L/μH 匝数 N 导线截面积 A_e/mm^2 效率 η(%) 窗口宽 W/mm 中柱宽 C/mm	4400 1.28 48.2 0.92 92.35 83.8 11.7	4401 1.20 50.0 1.16 93.82 95.6 12.2	设计要求 客户要求设定
	工作频率	开关频率/kHz	120	110	
	导通占空比	额定值 D 最小值 D_{min} 最大值 D_{max}	0.56 0.36 0.86	0.60 0.43 0.87	优化设计数学模型要求
	损耗	输出滤波损耗/W 变压器损耗/W 二极管损耗/W MOSFET 损耗/W	2.56 8.50 12.66 15.50	3.10 9.12 13.10 15.80	调节占空比，固定频率
	重量	电路元器件总重/kg	1.30	1.36	
	电流	开关电流峰值 I_p/A 电感电流有效值/A	5.10 4.20	5.55 5.08	优化设计数学模型要求
变压器	绕组	一次匝数 N_p 导线截面积 A_{cp}/mm^2 漏电感 L_d/μH	55.6 0.44 22.0	56 0.56 22.0	优化设计数学模型要求
	磁心	中柱宽 C/mm 窗口宽 W/mm	14.5 9.10	16.8 1.08	
	重量	总重/kg 散热器重/kg	0.45 0.18	0.54 0.12	优化设计模型要求
	功耗	磁心损耗/W 漏磁损耗/W 变压器功耗/W 铜损/W	1.26 4.57 13.3 19.13	1.41 4.24 9.8 15.45	优化设计数学模型要求

6.5.3　全桥式变换电路优化设计

全桥式变换电路与半桥式变换电路实质是一样的，只是全桥式变换电路多了两只晶体管，而每一个工作周期，由桥式变换电路上每一条对角线上的两只晶体管同时进行“开”与“关”，这时要求触发两只开关管的触发脉冲等量还要同相位，这是半桥式变换电路所不同的地方。

1. 全桥式变换电路优化设计优化目标

优化目标是主电路，包括高频变压器、脉冲驱动晶体管、散热器、电源输入滤波电容、电压输出滤波电容和电感、总体积、总重量，在优化设计的目标下，设计的变量有：输入滤波电容的容量和耐压、输出滤波电容的容量、输出滤波电感的感量和磁心的选用、变压器的选型和磁心的尺寸大小、结构形式、变压器一次、二次绕组的匝数及导线大小，还有变压器一次绕组漏感、铜损和铁损，这些都是优化设计中不可少的变量。优化设计的限制参数有 14 项，其中包括有变换电路的效率、变换电路的总重量、总体积、输出纹波电压的最大值、工作在连续电导模式的最小滤波电感、变压器磁心在饱和时的最大磁通量、限制的体积、允许磁心窗口的面积，限制在最大窗口条件下允许绕制铜导线（铜条）的最大线径（宽度）。

2. 桥式变换电路优化设计数学模型计算公式

（1）输出电压 V_o 的计算

$$V_o = \frac{N_s}{N_p}\int_{min}^{max} V_{in}D\mathrm{d}t$$

式中，$V_{in}D$ 是变量。若变换电路的频率不变时，D 为常量，V_{in} 输入电压是变量，D 也是变量。

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_x}{T_s} + \frac{V_k - V_{min}}{V_{max} - V_{min}}\left(\frac{T_s - T_o}{T_s}\right)$$

式中，t_x 为晶体管存储时间（2μs）；T_o 为晶体管延迟时间（5μs）；V_k 为控制电压；V_{max}、V_{min}为锯齿波峰值电压、最低电压。

$$P_1 = \frac{1}{\mu}I_o\int_{min}^{max} V_o\mathrm{d}t = \frac{1}{\mu}\int_{min}^{max} P_o\mathrm{d}t$$

式中，I_o、V_o 分别为变换电路输出电流有效值和输出电压变化值。V_o 只有经过光耦合，才可视为常量。

（2）变压器一次绕组计算

$$N_p = \frac{V_p}{\Delta BA_e}\int_{min}^{max} \Delta T_{on}\mathrm{d}t$$

变压器一次匝数是不可变的，调节电子开关的导通时间是要求改变输出电压，怎样达到这一目的？振荡变压器起着改变频率、传输电压的这一目的，因而使变压器匝数无需改变。全桥式变换电路优化设计的数学模块与半桥式优化设计数学模块一样。

优化设计以输入电压 500V 输出功率 2000W，限定电压纹波的最大值小于 1%，通过不同工作频率计算出变换电路的效率及元器件损耗曲线图。从曲线图可优化选择最佳频率，使电源效率创出新高。图 6-20a 可看出，变换电路频率为 120～110kHz 时，变换电路的效率可达到 95%，这时晶体管的损耗将上升，变压器的损耗趋于下降，散热器的损耗为最低。图 6-20b 是频率与变压器和主电路的关系，工作频率为 80～90kHz 时，其体积是最佳值，如果工作频率上升，主电路的晶体管、变压器、二极管的功耗将大幅攀升，而且主电路、变换电路的体积也急剧增大。

6.5.4　控制电路优化设计

开关电源属于闭环自动控制系统，从结构框图来看，它是由主电路和控制电路两大部分

组成。主电路包括输入滤波整流稳压电路、逆变开关电路、输出滤波整流电路。控制电路包括：电压取样电路、误差放大及补偿网络电路、脉宽调制及驱动电路。误差放大及补偿网络具有深度负馈，对信号进行放大，其实质是 DIP 网络即微分、积分、比例补偿网络，它的作用为改善开关电源瞬态性能，所谓瞬态性能就是放大器的动态性能。

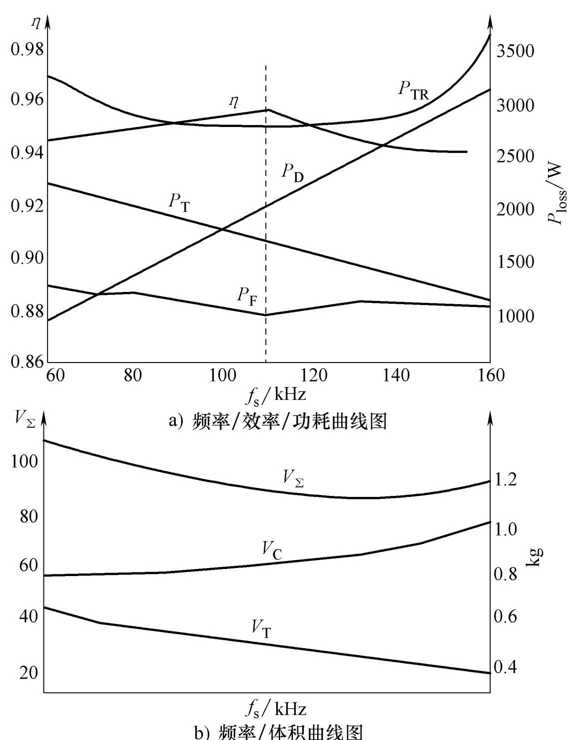


图 6-20　全桥式变换电路优化设计结果曲线图

P_{loss}—功率损耗　V—体积　P—功率　V_Σ—总体积

C—变换电路　T—变压器　D—二极管　η—效率

f_s—工作频率　TR—晶体管　F—散热器

控制电路优化设计的主要任务是网络设计，内容是：选择 DIP 网络拓扑，选择、计算网络元件参数。方法是：采用最优控制理论与非线性规划结合的方法，建立新的数学模型，由计算机软件设计并演算出各种参数。

开关电源应用了闭环自动控制理论，用动态分析的方法。为了解自动控制理论，对电源瞬态的基本概念进行分析。图 6-21 是开关电源瞬态响应特性响应时间曲线图，t_d 为延迟时间、t_r 为恢复时间，ΔV 为输出电压从 V_{o1} 变化到 V_{o2} 允许带宽。图中的 A 为下冲、B 为上冲、C 为负冲。目前，瞬态分析有时域法和频域法两种。时域法是在图示仪上观测到的瞬态特性，如图 6-21 的波形根据 A、B、C 三点振幅进行分析，直观地观测到瞬态恢复时间，得到开关电源的开关速度、振荡频率、上冲及下冲幅值，还可以测量输入峰值电压和突变负载开关电源抗干扰的能力等。频域分析法是一种间接方法，是利用开关电源开环频率特性，间接地测定瞬态特性，图 6-22 是开关电源的波德（Bode）图，图上用增益裕量和相位裕量表示开电源的稳定时间。所谓相位裕量，是在相对频率 −180° 与幅频曲线相交线，再与相频曲线相交横坐标垂直向下与幅频曲线相交，幅频曲线上两交点的垂直距离为相位裕量。增益裕量是相频曲线跟横轴的交点，图 6-22 相频曲线图上的 b 点垂直向上与幅频曲线交点 c。c 点与幅频曲线的横轴之间距离为增益裕量。增益裕量应大于 15dB。相位裕量表示开关电源的相对稳定性应大于 45°。除此以外，开关电源瞬态特性指标还有恢复时间、上冲幅值、输入音频和负载音频扰动衰减率等。

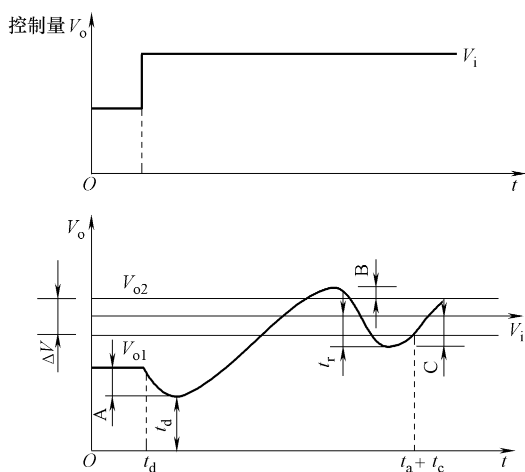


图 6-21　开关电源瞬态响应特性曲线图

计算机通过数学模型软件不但可测定

瞬态特性指标参数，还可以在屏幕上显示出开关电源反馈控制开环频率特性 Bode 图，图 6-23a是相频特性曲线图，图 6-23b 是幅频特性曲线图。从这两条曲线上即可看出一台开关电源的稳定性和抗扰动能力，设计工程师可根据图形进行设计修改，这可对开关电源优化设计带来方便。

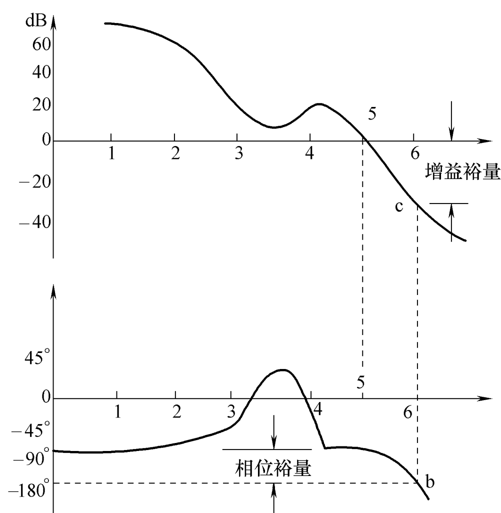


图 6-22　开关电源开环幅频和相频特性曲线图

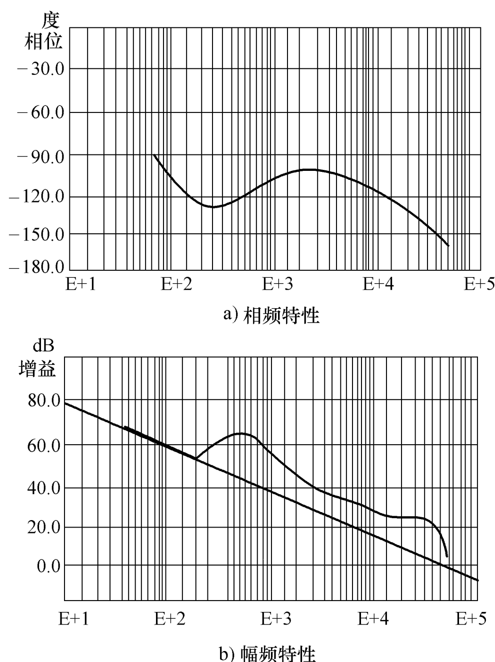


图 6-23　开关电源开环频率特性曲线图

各项瞬态参数指标是确定控制反馈电路的依据，优化瞬态设计就是优化设计控制电路，一般采用非线性规划的方法。开关电源响应速度快，抗扰动能力强，是优化设计的目标，瞬态设计数学模型表达式为

$$\min\int_{0}^{\infty} e^{2}(t)\,\mathrm{d}t = \int_{0}^{\infty}[V_{o}(t) - V(t)]^{2}\mathrm{d}t \tag{6-1}$$

式中，min 表示瞬态误差平方积分最小值；$e(t)$ 表示开关电源的瞬态误差。

误差二次方积分函数，实际上是开关电源闭环反馈频率特性的表达式。式（6-1）误差平方积分是利用时间微分来确认瞬态误差优化设计，式（6-2）是将时间微分转变到频域积分的表达式。

$$\min J(x,s) = \frac{1}{2\pi j}\int_{-\infty}^{+\infty} e(s)e(-s)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi j}(V_{s}/[1 + 12G(S)H(S)]) \tag{6-2}$$

式中，$e(s)$ 为 $e(t)$ 的拉氏变换系数，$J(x,\ s)$ 是频域 ISE 指标，$H(S) = H_{1}(S)H_{2}(S)$ 为补偿网络传递函数和补偿网络拓扑函数。J 的表达解析式与开关电源的结构形式有关，如反激式比正激式 J 的有效值要高出 10%，全桥式比反激式高 5% 左右，这是因为各种结构形式要求的上冲幅值、增益裕量和抗负载扰动等瞬态特性指标是不同的，这些只有通过计算机测定图形比较容易解决的。

瞬态设计数学表达式还可以通过计算机仿真完成对开关电源控制数据进行演算，要完成这一复杂过程，首先要将瞬态误差、负载变化、电源增益、工作频宽或是占空比变量、电压变量等各项参数输入式（6-1）和式（6-2）可以完成仿真操作。

解决仿真操作要建立电路仿真模型也就是软件包，上述瞬态设计表达式就是仿真模型的基础，有了列方程的方法，仿真程序的数据结构也基本确定，用牛顿法对方程进行消解。

开关电源中的反馈电路目前广泛使用集成电路控制芯片。

6.6　LED 驱动电源优化设计

6.6.1　LED 驱动电源优化设计目的

LED 照明的电源需要精确的电流控制，种类繁多的 LED 驱动器功能有助于 LED 驱动优化设计。在设计基于诸如降压、升压、降压/升压、SEPIC、电荷泵、反激、正激、推挽等变换器大功率 LED 驱动技术时，应该注意一些 LED 照明的特殊问题。从小闪光灯到舞台照明系统的这些应用中，高亮度 LED 相比传统光源，具有更高效率，更长使用寿命和更小尺寸，还可实现一些特殊的效果。

精确的电流控制是高效 LED 照明所必需的。照明用大功率 LED 能产生足够的光通量，当这些器件组成合适的阵列后，可用于闪光灯、室外照明等各种场合。驱动电流决定了 LED 的光通量输出。为确保终端产品发光均匀，常将 LED 串联起来，串联中 LED 的驱动电流都已超过设定值。为确保电流均匀，LED 的正向压降也必须同时考虑，通过监测电阻的压降，进行负反馈控制，维持恒定的电流输出。LED 驱动电源优化设计其重点在于：①选择高效率的拓扑结构，如 PWM 和 QRPFM 各种调光形式，但在使用上尽量选用软开关拓扑，还要综合考虑成本。②合理选用开关器件，什么样的客户要求，用什么样的器件，如果要效率，选用 Cool Mos 低 V_F 的整流二极管。③优化变压器的参数设计，减小振铃带来的涡流损耗。④选择好的电解电容。⑤输入 EMI 应优化设计，主要目标是通过安规，抑制干扰的方式较多，选用要合理，不能对电路造成大的损耗。⑥主电路的 PCB 走线应尽量短，可极大地降低串扰。所有这些是 LED 优化设计的主要目标。

大功率 LED 照明驱动主电路采用优异的 Boost 和 DC/DC 的两组结合方式，它的特点是具有良好的动态响应和稳流特性。Boost 采用主动式有源功率因数校正电路，工作在连续模式，谐波电流和开关电压电流的应力都很小。DC/DC 形式宜采用半桥式 LLC 串联谐振转换器，元器件能够集成到单个变压器中，只需要一个磁性元件，在正常负载情况下，初级开关可以工作在零电压（ZVS）条件，而次级二极管可以采用零电流开关（ZIS）工作，这是高输出电压转换器的高性价比，高效率和低 EMI 优化设计。一般设计 PFC 电路复杂，步骤繁琐，所需元器件多，因此，设计时在性能和成本之间折中，采用美国 IR 公司的专利单周期控制技术，输入电压采样用固定三角波振荡器，极大地简化了 PFC 电路。

半桥式 LLC 串联谐振转换器采用飞兆半导体公司推出的 FSFR2100 控制集成电路，它采用 ZVS 技术，能够大幅降低开关管和整流器的开关损耗，效率可提高 10%，它可以在输入和负载大范围变化的情况下使开关频率变化较小。它可在整个运行范围内实现零电压切换（ZVS），所有半导体器件的结电容以及变压器的漏磁电感和励磁电感都可实现 ZVS。

6.6.2　Webench Visualizer 设计 LED 简介

Webench Visualizer 是 LED 驱动照明设计软件，下面就该软件特点、使用方法作简要介绍。

Webench 是美国国家半导体公司设计的工具，可支持多种不同的电源拓扑结构，包括升压、降压、升/降压、SEPIC 及反激等拓扑结构。该工具还提供多种电路配置，以便满足特别的设计要求，例如，固定频率与恒定导通时间结构，以及电流模式与电压模式的控制环路。该设计工具收录了 116 家不同电源元器件资料，形成了内容齐全的电源元器件资料库。设计工程师根据设计需要，选择合适的参数，包括：输入电压为 1～100V；输出电压为 0.6～300V。

功率为 5～300W；效率高达 96%；频率高达 3MHz；尺寸为 14mm×14mm 或以上各种。

6.6.3　Webench Visualizer 设计工具工作原理及特点

Webench Visualizer 设计工具设有性能优化按钮，工程师只要点击该按钮，便可输入他们需要的方案尺寸大小、能源效率、物料成本、电源动态特性、工作参数等。设计软件将从 480 个设计方案中筛选出 10～50 个参考设计方案，从中给出体积最小、效率最高的两项设计，并最终建议采用其中一项，进一步进行系统性能优化。

设计工程师也可利用 Webench Visualizer 设计软件的另一控制面板对其他设计参数（电压、电流及温度）进行调整，设计软件会在几秒钟时间内更新电路控制参数；另外还提供多个解决方案；详列每个设计方案相关的设计资料，如拓扑结构，电路原理图，工作效率，采用数据，元器件参数、物料成本等。软件还有互动筛选功能，工程师可微调电源系统设计，确保真正满足系统设计的特殊要求。设计方案选定后，可进行有关导电、导热的仿真测试，以便进一步优化系统设计的性能。工程师只需点击“建模块线”功能，供货商会在短时间内将客户选定的电源原型图表递送到他们手中。它的主要特点：

1）广大设计人员面对十分复杂的 LED 驱动电源种类选用，其工作程序比较繁琐。使用 Webench Visualizer（简称 Webench）LED 软件从设计写入参数开始，操作计算机各条程序，选择 LED 照明，完成 LED 驱动器优化设计，生成元器件 BOM（物料清单）表，随后显示出电路图、元器件参数规格及元器件供应商等。

2）Webench LED 软件能显示并分析各种不同驱动器芯片的特点及使用注意事项。这里有最新推出的 35 种 LED 驱动器电源、350 种 LED 的型号规格、电气参数 30 种与输出功率相配备的散热器的型号规格。LED 软件的元件库中存储着 21000 个无源元件及这些元件的技术资料，供设计人员使用。

3）Webench LED 软件采用交叠设计模式，其功能强大，运行速度快，在每次设计程序中，以非常直观的方式显示出电源系统各种参数、电源特性、电源效率、光源 LED 的参量、驱动电源外形尺寸与产品成本的关系及解决这种关系的最佳方案。

4）设计人员根据所选的 LED 从显示驱动电流、温度补偿、光通量等参数进行选用，迅速获得完整的设计方案，最后得到最佳的驱动电源。

5）Webench LED 软件，可以将 50 只串/并联的 LED 任其配置，组成所需要的 LED 灯串。设计人员只依据 LED 型号，然后点击计算机按键，即可选择出高性能 LED 驱动器，以及组成该驱动器的外围元器件。此外，还可从计算机键入所设计的参数，对所选电路的启动、稳态、调光、瞬态响应等各种动态特性进行模拟测试，直观，方便。

6）软件还具有热仿真功能。所谓计算机仿真，是根据所设计参数以及这些参数与主体之间的关系建立起数学模型，通过数学模型进行计算机分析计算，得出实际结果。该软件通过仿真对电源的热能进行分析计算，解决电路所出现的各种问题及时进行处理，极大地缩短了研制产品时间。

6.6.4　Webench LED 软件的使用方法

LED 设计软件使用方法较多，就设计 LED 而言，首先设定输出光通量。软件自动选择 LED 灯串电流、灯串电压及串/并联结构等各种数据，也可以不设定输出光通量，由用户自行设定所需的 LED 灯串的参数和串/并联结构，计算机软件自动计算出电源效率、占空比、电流、功耗、相位等，还能显示双向晶闸管调光参量及 LED 散热器尺寸等。

例如，一个交流电压输入非隔离式 LED 驱动电源，应用 Webench LED 软件进行设计：

1）打开 http：//www. national. com/analog/Led 网页，出现图 6-24 所示画面，再点击页面上的“LED”按钮。然后设置驱动电源“Configure Driver Source”右边的“DC”、“AC”，选择“AC”；“AC Frequency”栏选择“50Hz”；输入电压“Vin RMS（V）”栏，填入“Min”为“187”、“Max”为“253”；工作温度“OP. Temperature（℃）”栏选择“60”；LED 灯选择光通量输出“Optional：Specify Desired Light Output（Lumens）”栏选择“8000”，所有设计参数输入完毕。

2）鼠标点击 Start Design（开始设计），便弹出图 6-25 所示页面，加载时间需 30 ~ 60s，但对于不同的计算机和网络的速度不同，加载时间不同；Webench LED 需借助 Adobe Flash 软件来运行，如果用户计算机未安装 Adobe Flash 程序，这时计算机会给予提示安装。

图 6-24　输入面板

3）软件加载后，会出现如图 6-26 所示画面。在这个页面上可以核对或修改已输入的参数。可对“颜色”滑键进行移动到所需的位置，当滑键移到“白色”区时，这时表中显示出 52 种 LED 灯串形式，注意页面最上面是优选方案，我们选 XPGWHT-L1-0000-00H51 型 LED，需用 38 只 LED，散热器面积为 2245. 43cm^2，取整数 2250cm^2。经折算，散热器面积为 90cm × 25cm（根据空间决定散热器形状），LED 的发光效率为 101. 29lm/w，色温为 6000N。

4）点击图 6-26“XPGWHT-L_1-0000-00H51”下面的“细节”，弹出图 6-27 所示的 4 种特性曲线：①LED 电流与工作温度的曲线；②LED 电流与光通量的曲线；③LED 正向压降与电流的曲线；④LED 电流与效率的曲线。根据曲线正确选取 LED 的工作电流、工作温度和 LED 的正向压降，做到心中有数。

5）点击图 6-26 的“Select LED（选择 LED）”按钮，进入图 6-28 所示的 LED 驱动器选择页面，软件推荐各种控制芯片，我们采用本书所用的 LM3445 型双向晶闸管调光的 LED 驱动电源电路，页面显示出 LM3445 型控制原理图和材料清单表。LED 驱动原理图如图 6-31 所示。

6）点击图 6-28，下面的“Create project（建立设计）”按钮，画面便进入 LED 驱动器设计页面出现了原理图，材料清单表，工作参数以及效率曲线等图表，页面最上面一行工具栏是我们所需求的各种功能图标，如 6-29 图所示，共有 13 个工具按钮，点击任何一个按钮，即可显示出相应的画面，其工具按钮功能如下：

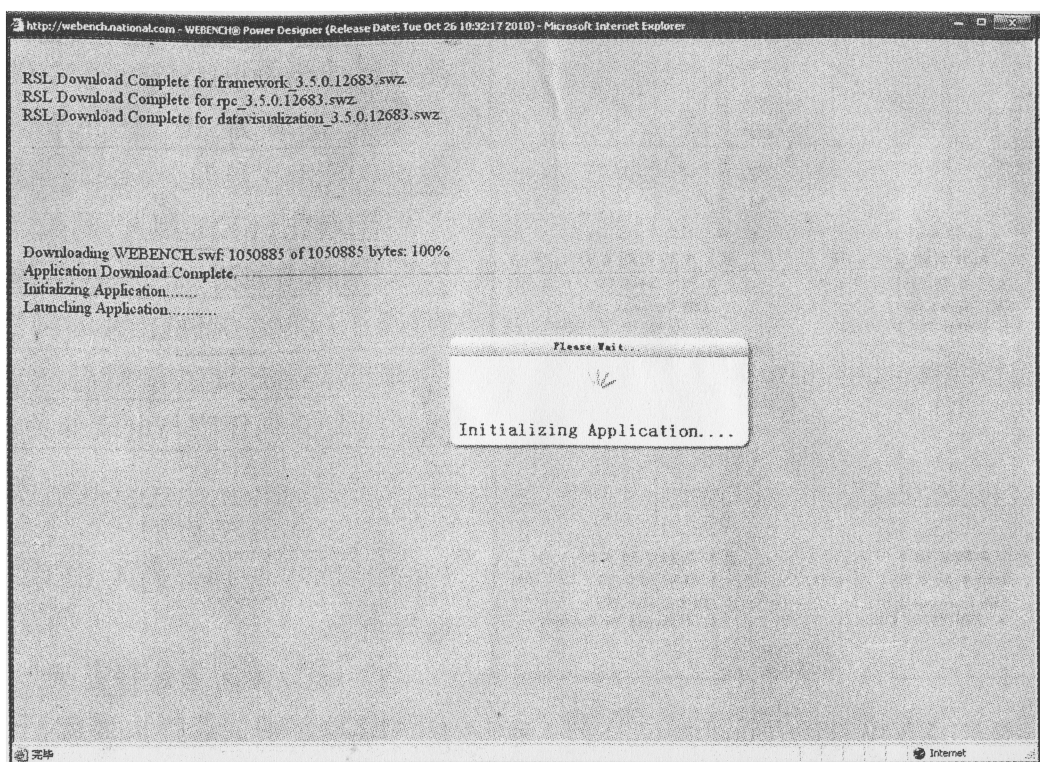


图 6-25　Webench LED 软件加载信息

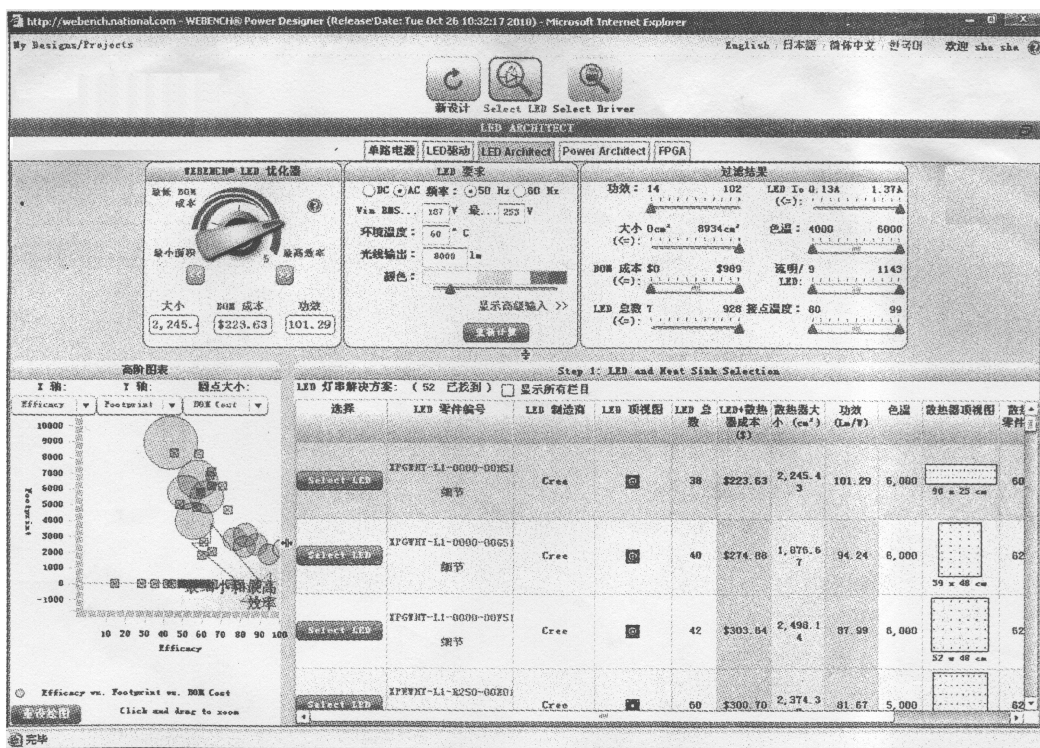


图 6-26　LED 照明设计

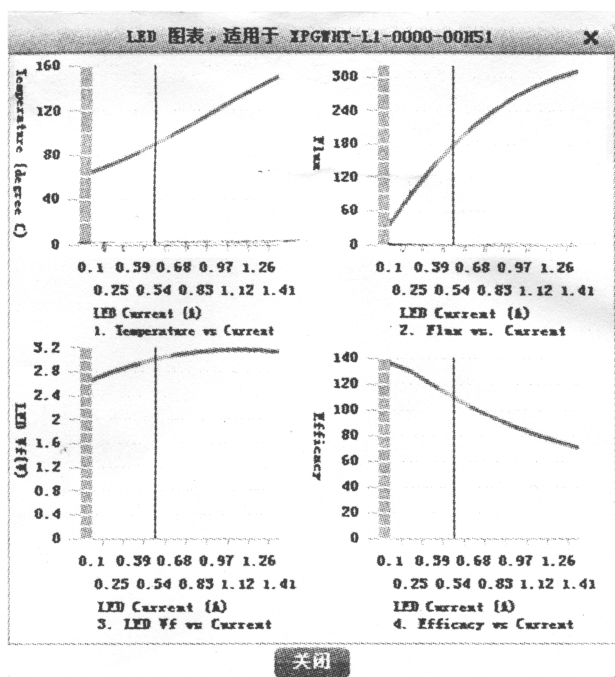


图 6-27　“XPGWHT-L1-0000-00H51”4 种特性曲线

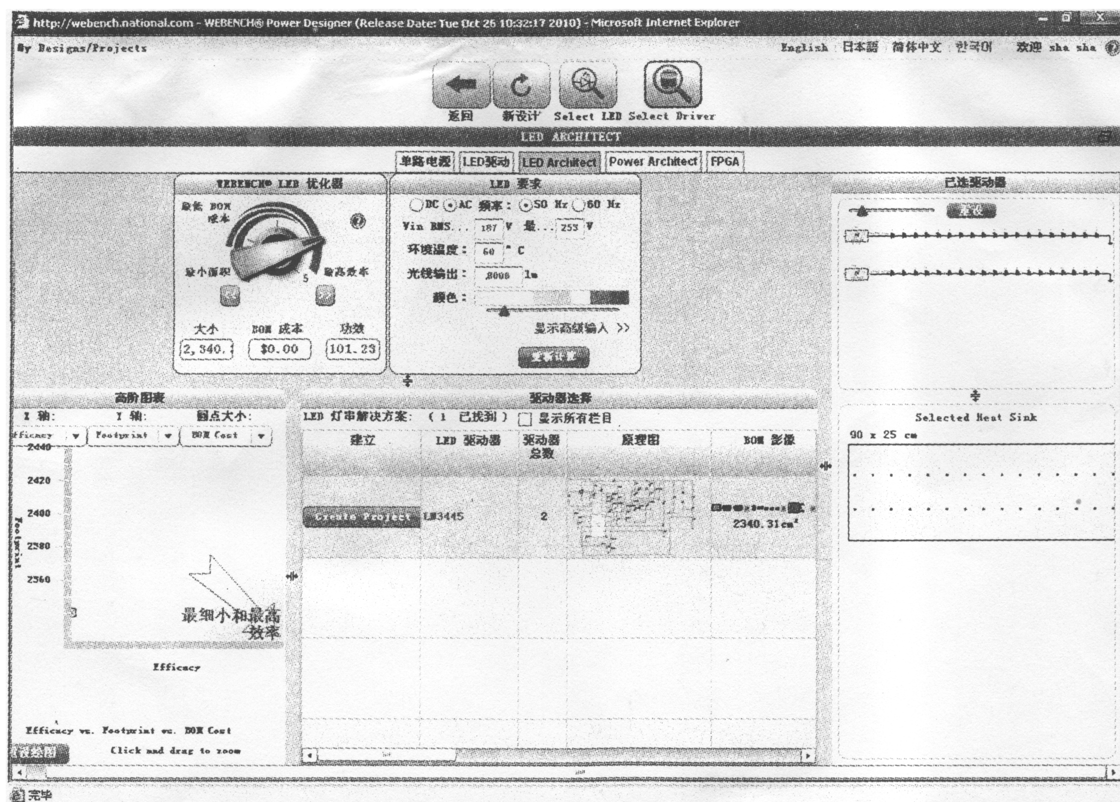
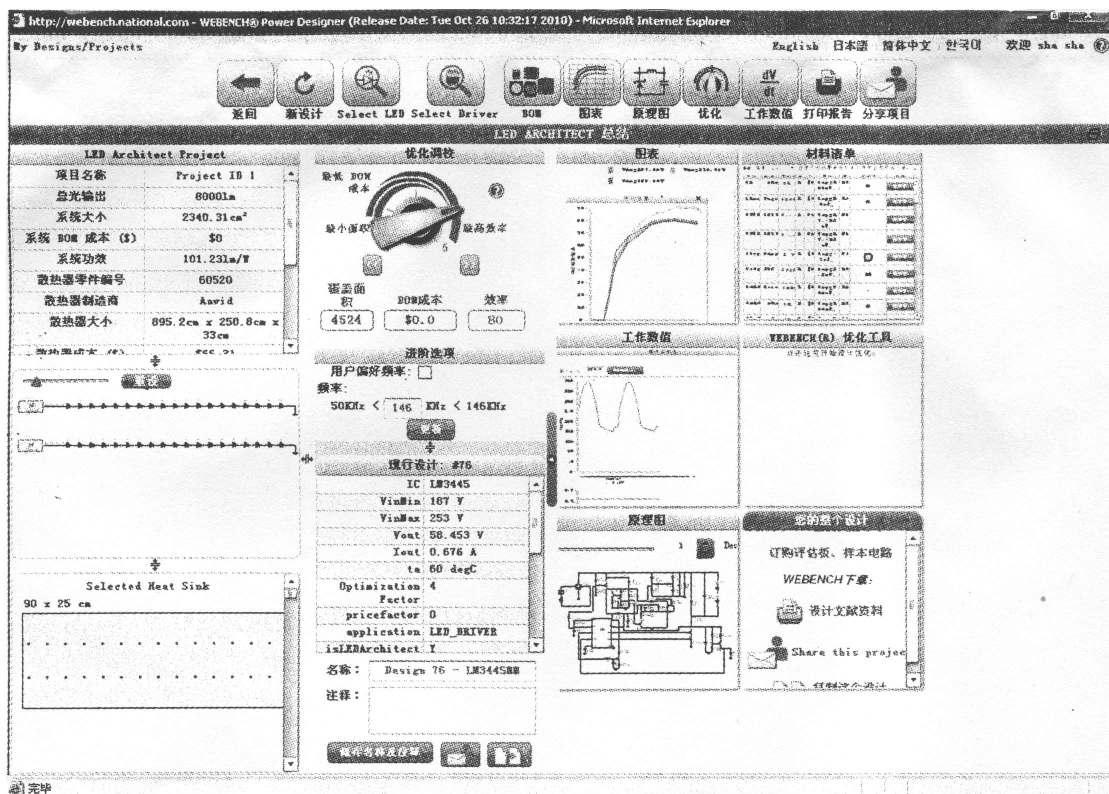


图 6-28　LED 驱动器选择



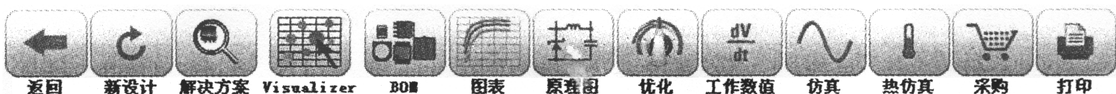


图 6-29　工具栏样式及 LED 驱动器设计结果

“返回”：将页面回到上一个设计平台，显示上一个页面。

“新设计”：引导设计人员进入新的输入设计参数，可重新输入参数。

“解决方案”：显示出符合设计方案的其他 LED 驱动电路。

“Visualizer（观察仪）”：进入新页面，显示不同的 LED 驱动芯片。

“BOM（材料清单表）”：显示所选用新设计的 LED 驱动电源电路的全部元器件清单，并列出元器件制造商的元器件型号及技术参数。

“图表”：该项显示所选中的电源的输入电压和负载电流相互变化的工作参数数据及变化图表，包括电源效率、占空比、功率损耗、电流、电压、相位裕度等，通过这些数据变化，非常直观地了解到所设计的 LED 驱动器的性能和稳定性。

“原理图”：显示本设计出的电路原理。

“优化”：根据图 6-30 所示，通过“≪”或“≫”按钮调节电源石板尺寸、BOM 成本、电源效率三者最佳参量，同时显示出不同设计所显示的参数图表，设计工程师从中选出最优化的设计方案。

“工作数值”：显示工作数值表。这些工作数值可随输入电压、负载电流的变化而变化。

工作数值包括电源效率、占空比、电流、功耗、相位裕度。还能对某些 LED 驱动芯片显示调光参数及 LED 散热器的尺寸、散热损耗等参数显示与选择。

“仿真”：按下该按钮进入电路仿真页面。在该页面可真实观察到电路的动态特性、开启波形、输入瞬态波形，负载瞬态波形，稳态波形和波特图等各种图形，若不合适可另行选择。

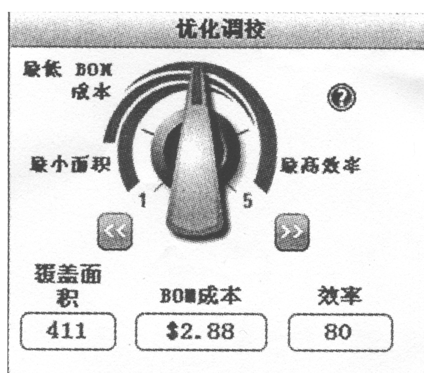


图 6-30　优化操作面板

“热仿真”：可对印制电路板上的工作温度进行仿真，从中找出影响电源发热的原因，如元器件的参数、元器件在 PCB 上的布局及 PCB 的走线合理性等，从中找出解决发热问题的方法。同时，通过热仿真可以修改输入电压、负载电流、铜铂厚度、元器件（振荡变压器、开关管、整流二极管、电解电容）的技术参数。完成热仿真后，将显示一幅彩色热量分布图。要注意的是，只有少数 LED 驱动器具有热仿真功能。但具有这一功能的 LED 驱动器芯片对优化设计是非常重要的。

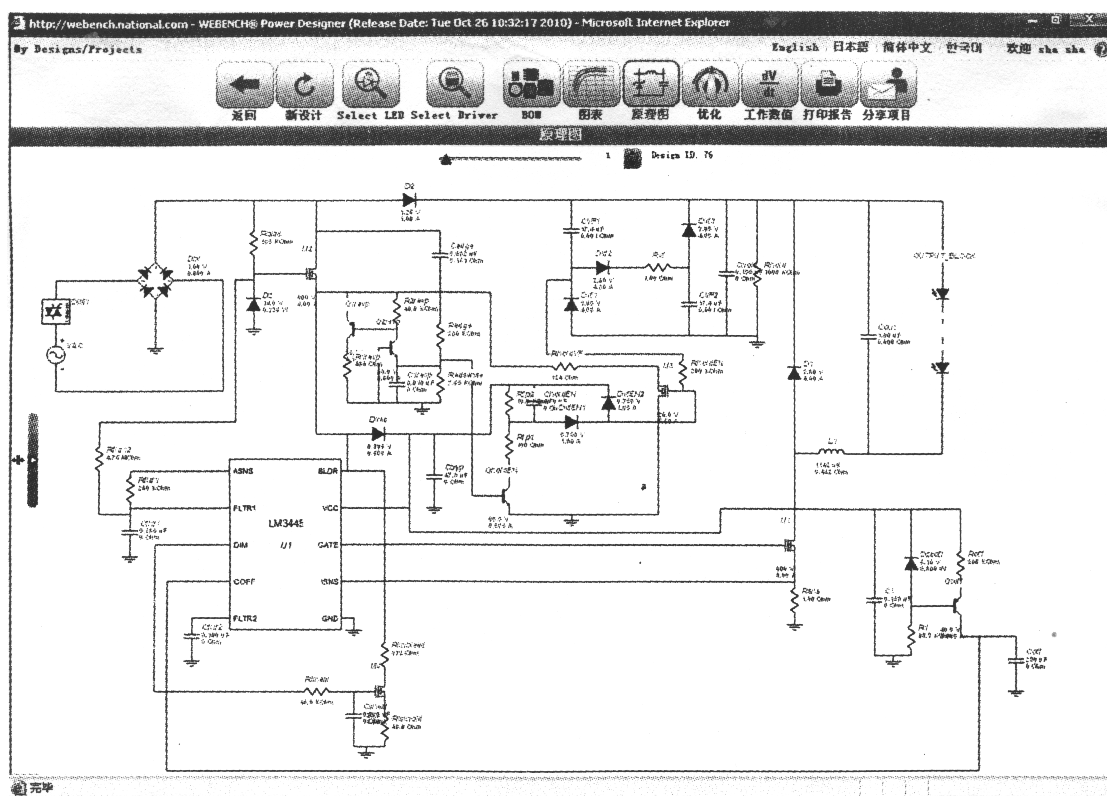


图 6-31　由软件生成的 LED 驱动电源原理图

“采购”：根据页面显示，订购那些适合优化设计要求的原装定型器件（下载一种国际标准的光绘格式 Gerber 文件可找到所需的原装器件）。

“打印”：Webench Visualizer 软件可打印原理图、材料清单表和各种图表。进入该项表示整个设计结束。

最后检查 LED 驱动电源设计的结果。

点击图 6-29 中的“原理图”，可检查由软件生成的双向晶闸管调光式 LED 驱动电源原理图，如图 6-31 所示。查看该图与实际所设计的原理图是否一致，找出不同地方以便作好修改。点击“图表”后，页面所显示的平均占空比曲线图和平均效率曲线图如图 6-32 所示。由该图显示出输入电压分别为 253V、220V 和 187V 时所对应的 3 条曲线，由图可知，对输入电压 220V 时的满载效率为 94%。点击“优化”时，软件从 25 个完整的设计中选取最好的 5 个设计方案，并以图形图表方式显示出各选取方案的主要特性，通过特性，再次选取最优化的设计方案，如图 6-33 所示。点击“工作数值”时；出现图 6-34 所示页面，可获得 LED 驱动电源各种波形和技术参数，以便帮助设计人员了解所选取方案的特点和优势。点击“BOM”按钮时，页面显示出零件编号、价格、属性（技术规格）和制造商等技术参数，如图 2-48 所示。

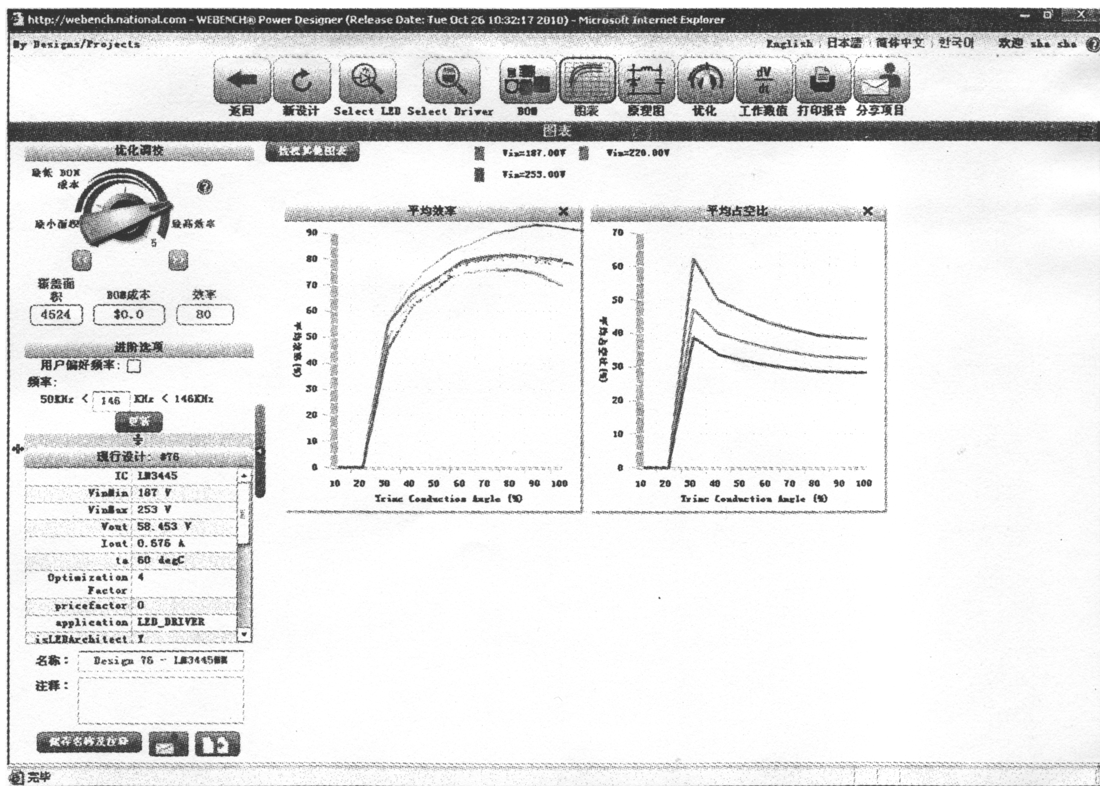


图 6-32　效率曲线和占空比曲线

6.6.5　Webench LED 热仿真

LED 驱动电源的损耗主要来自热量，热损耗降低将会使电源的效率提高，也是优化设计成果之一。软件加载后，显示图 6-26 所示页面，点击“LED Architect（LED 设计师）”后，转入图 2-49 所示页面。在“过滤选择结果”栏下，调整“All”直至白光（White）；“配置 LED”栏：正向工作电流为 0.35A，正向电压为 3.00V 动态电阻为 0.75Ω，都是 LED 驱动的重要参数。

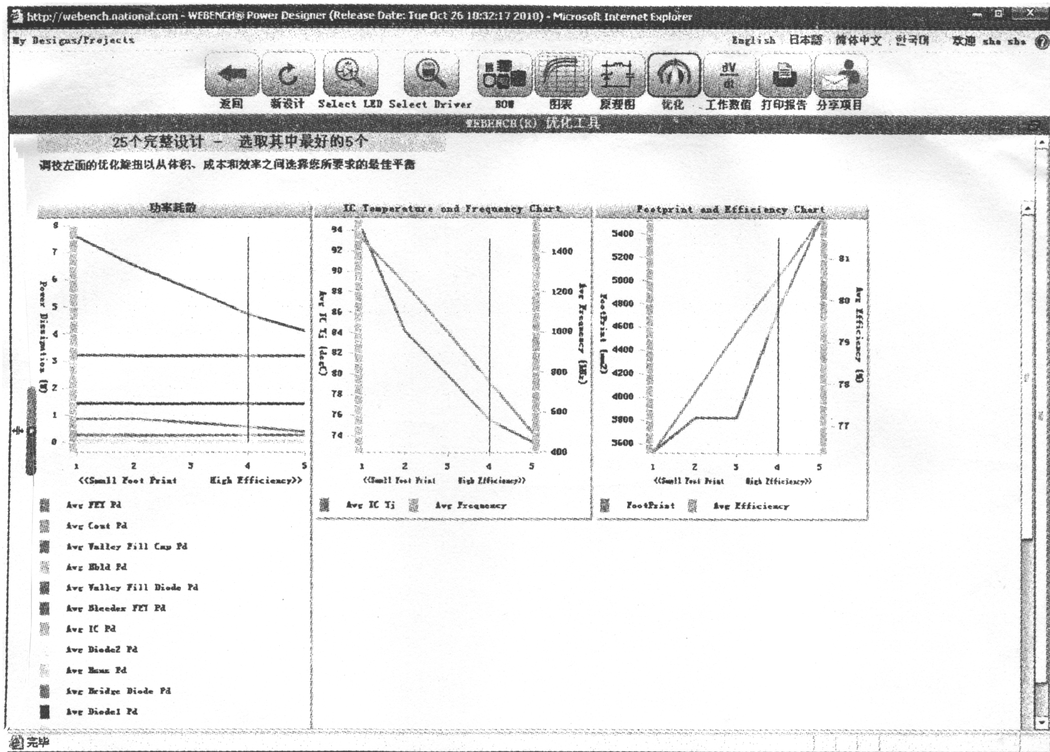


图 6-33　Webench Visualizer 优化设计显示

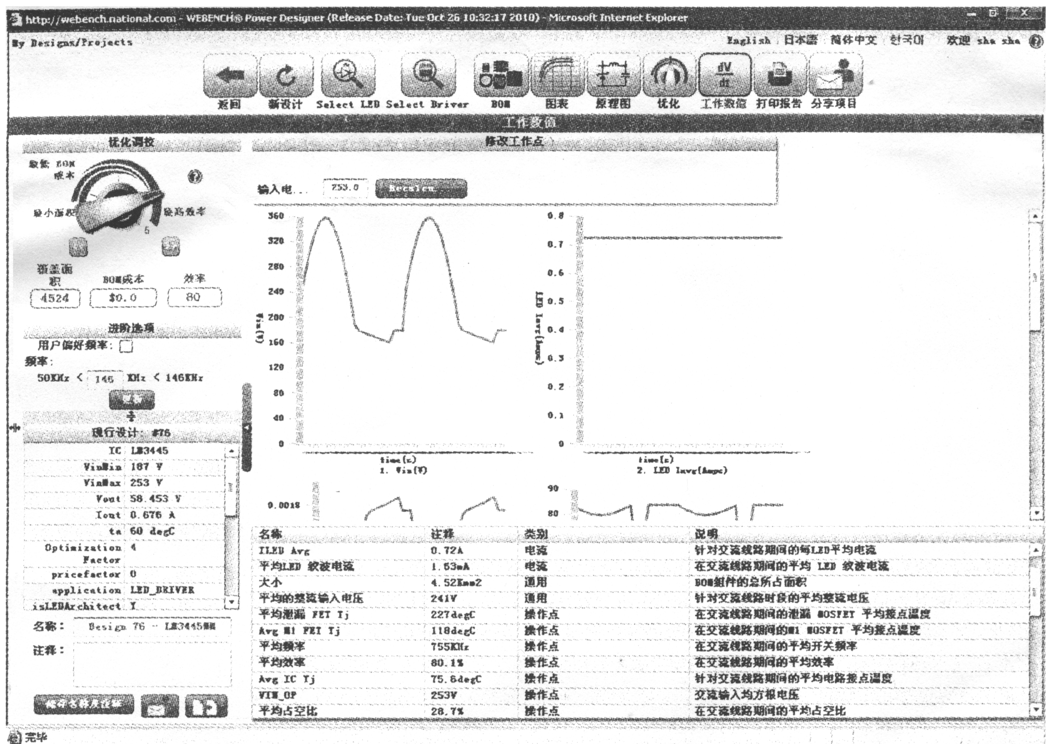


图 6-34　Webench Visualizer 显示内容

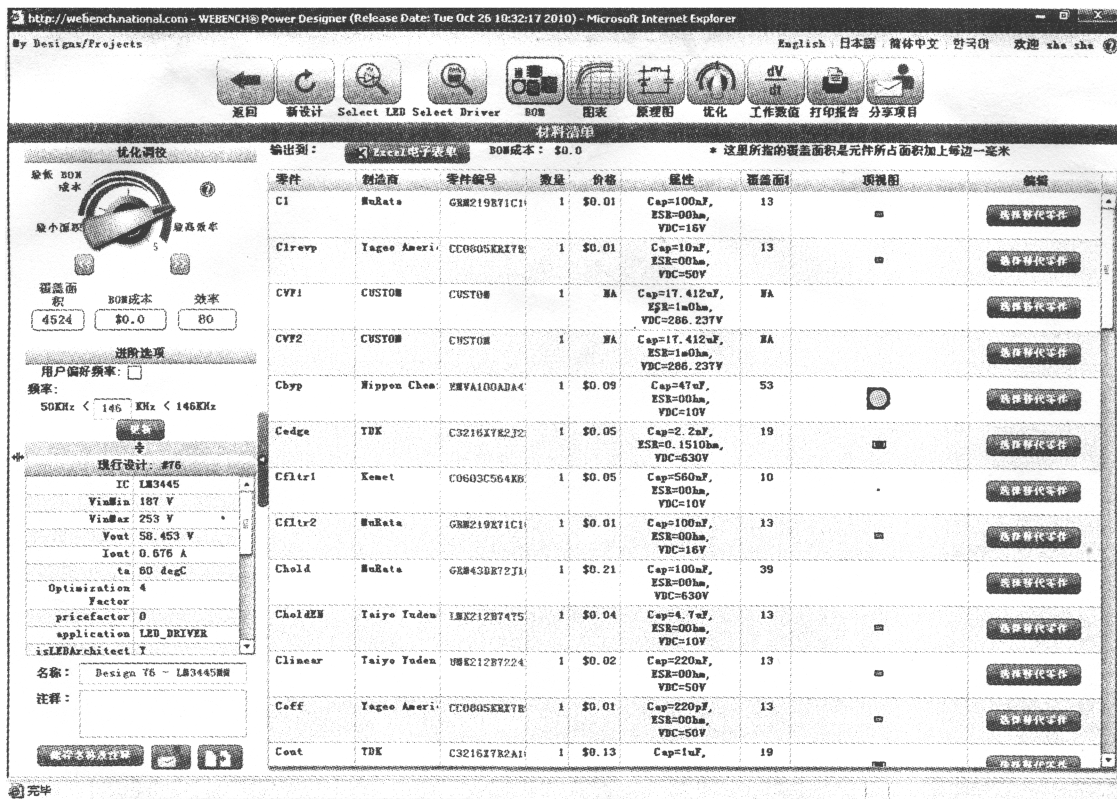


图 6-35　优化设计所显示元件清单

“配置 LED 灯串”栏：每串由 7 只 LED 组成，总电压为 21V，并联 4 串 LED 灯串，总电流为 1.4A，视为配置方案。

“配置电源”栏：驱动电源的直流输入电压最小值为 30V，最大值为 45V，环境温度为 60℃。

供货商选用 Gree 公司，编号为 XPGWHT-L1-0000-005H51，颜色为 White（白色），配置如图 6-36 所示。点击图 6-36 上面的“LED Architect（LED 设计师）”按钮，随后画面切换到“LED 驱动”画面，如图 6-37 所示。在“LED 灯串解决方案”栏下点击第一行“Select LED（选择 LED）”按钮，即进入如图 6-38 所示页面，这时选用“LM3404HV”可调光 LED 驱动器。点击图 2-51 中的“Create project”按钮，画面进入图 6-39 所示页面，页面显示创建设计栏、优化调校和材料清单表，原理图显示如图 6-40 所示。当前，Webench LED 软件只能对少数 LED 驱动器芯片进行热仿真。如果工具栏显示热仿真按钮符号时，单击该按钮即可获得在不同散热条件下的热仿真效果，分别从图 6-41 和图 6-42 显示不同结果。如果 LED 驱动器增加散热装置，能显著降低了芯片及外围元器件的温度，改善了 LED 驱动电源工作环境。由图 6-42 可见，印制上的温度变化范围减小，为 42～57℃，降温明显，但要在“Air Flow”对话框中选择使用风扇，该风扇气流速率为 200ft/min，实现了热仿真优化设计效果。

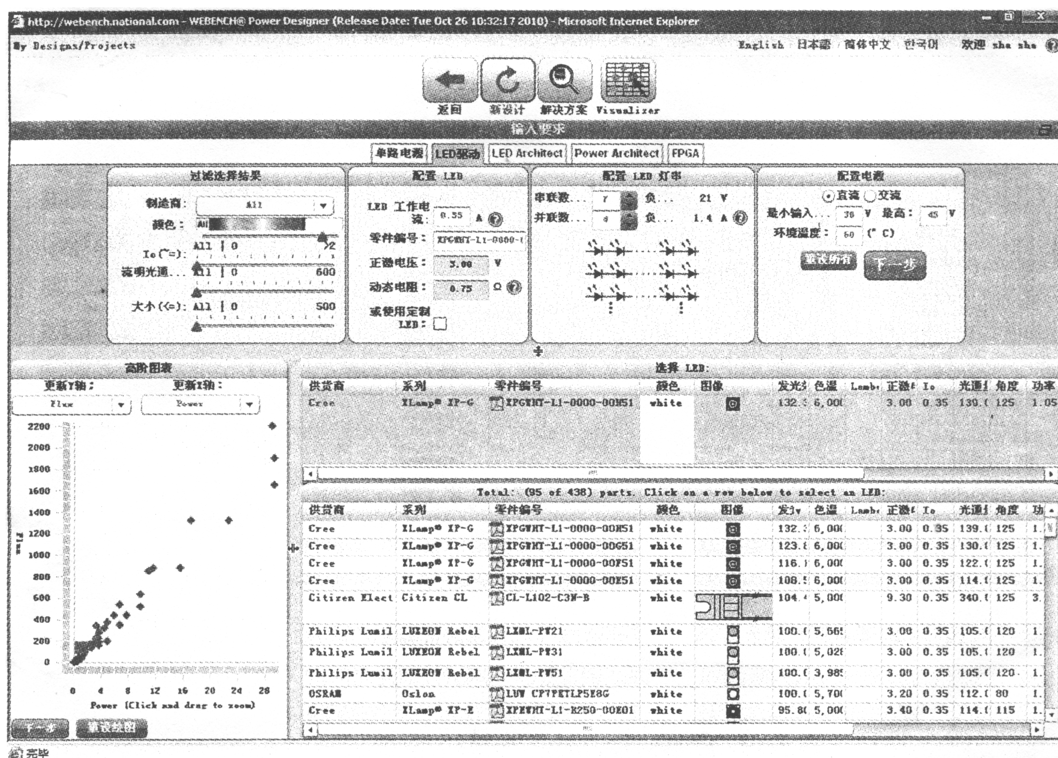


图 6-36　设计后 LED 照明显示画面

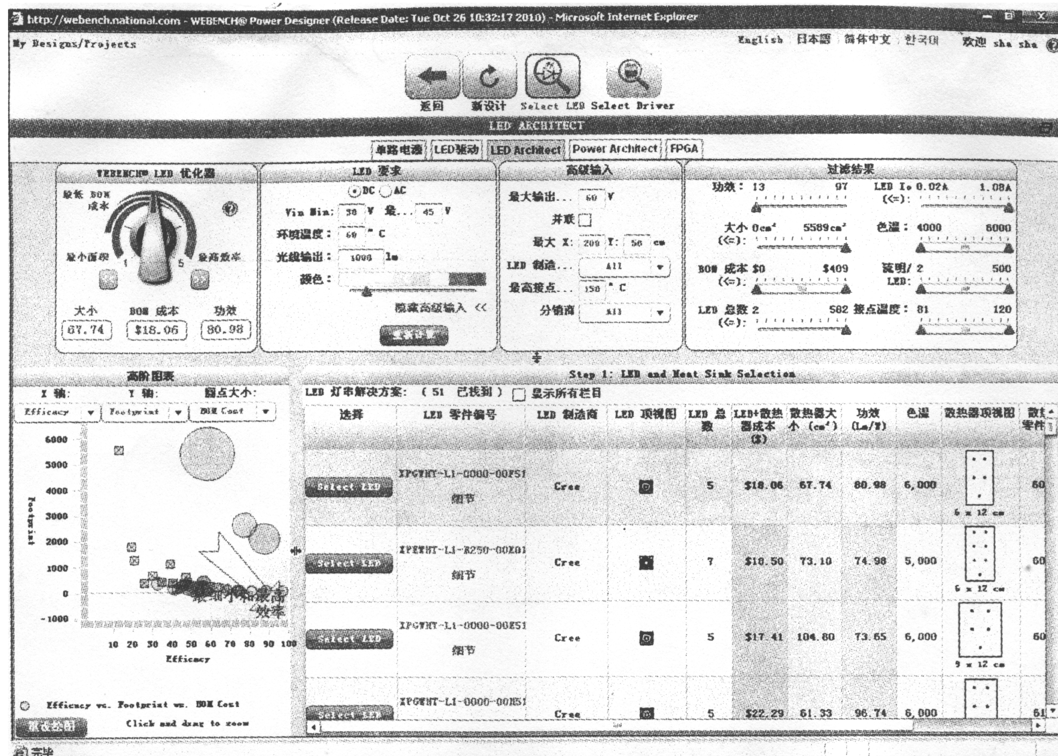


图 6-37　LED 驱动显示画面

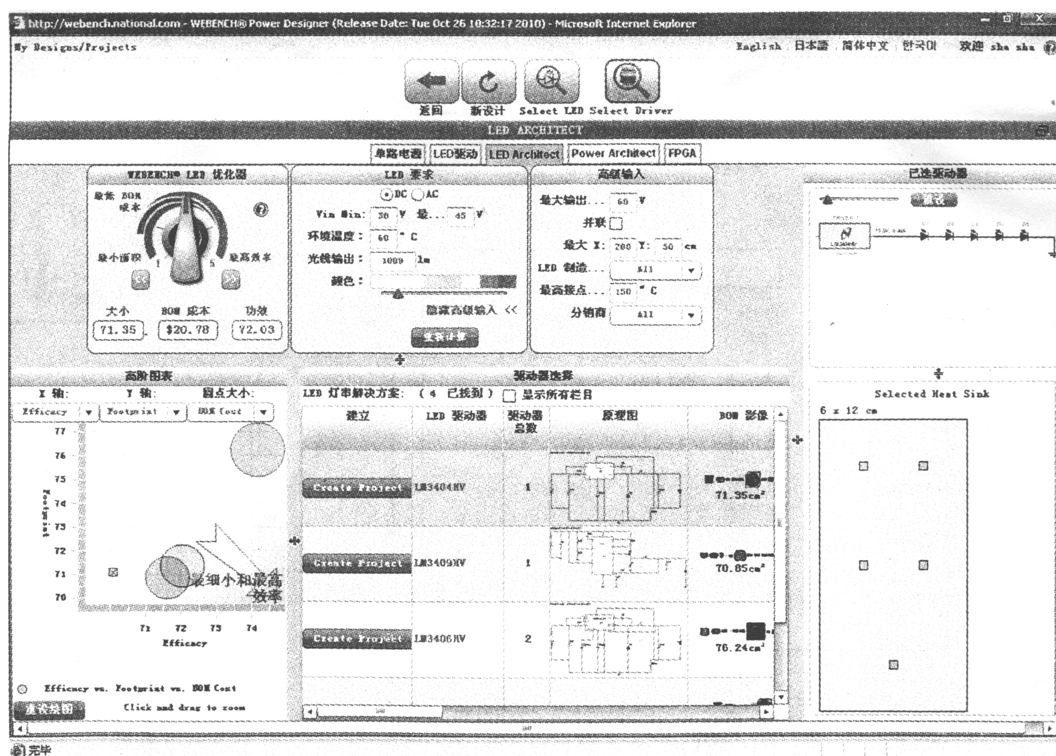


图 6-38　LED 驱动优先选择画面

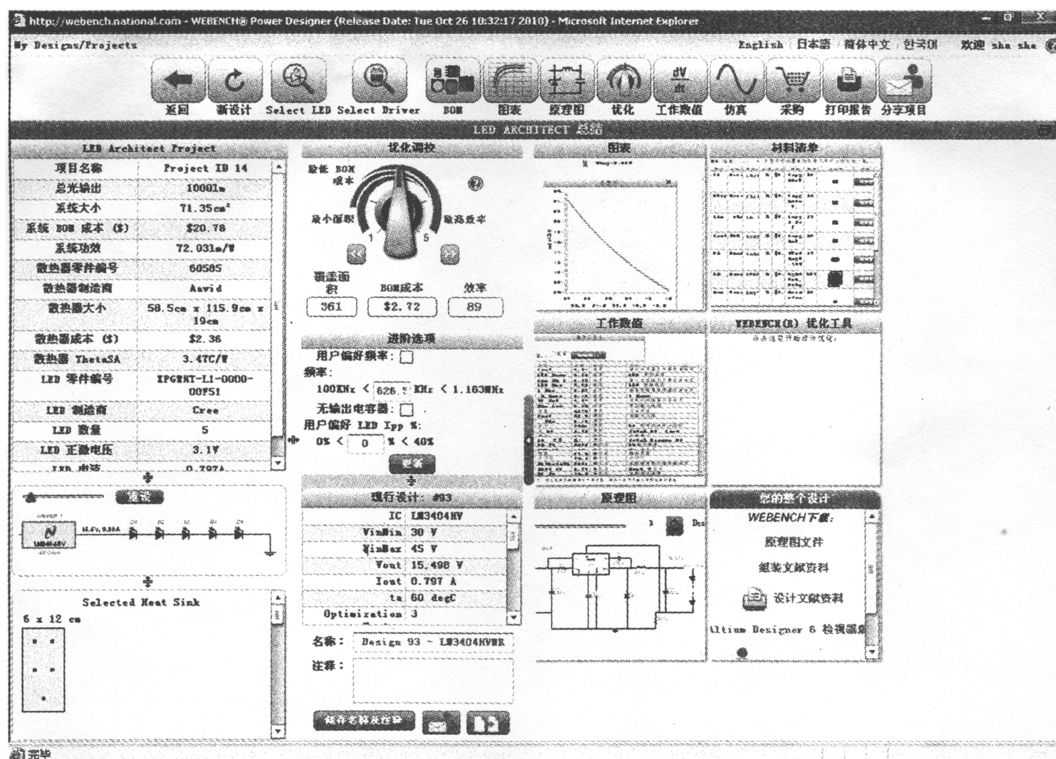


图 6-39　LED 驱动设计结果

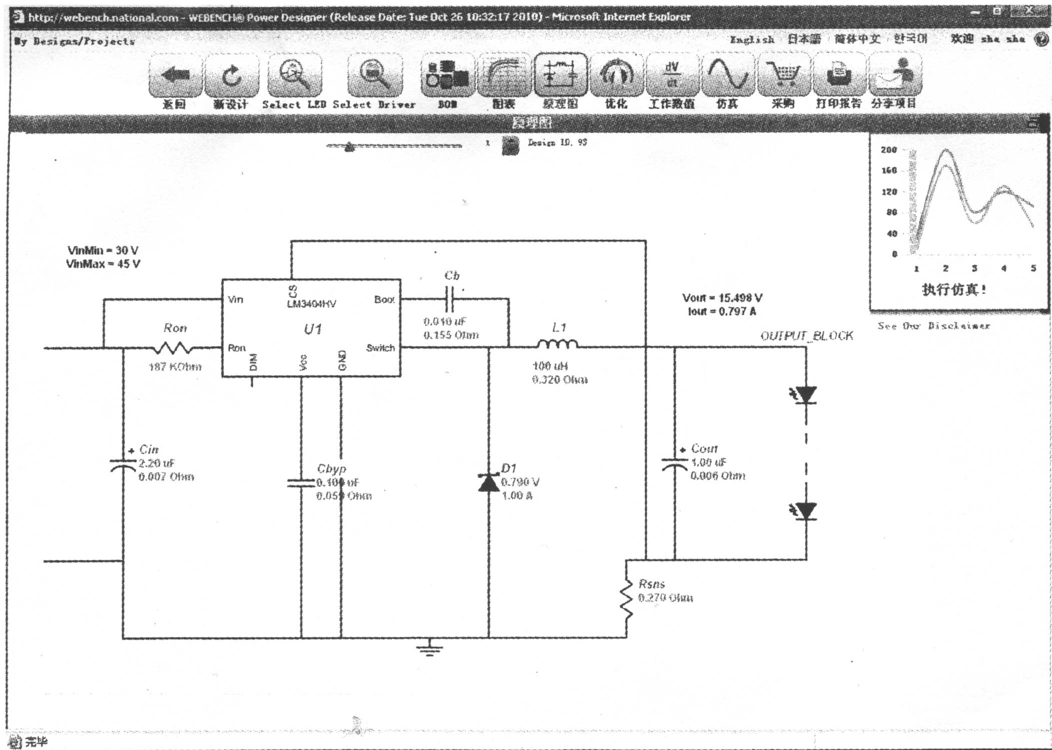
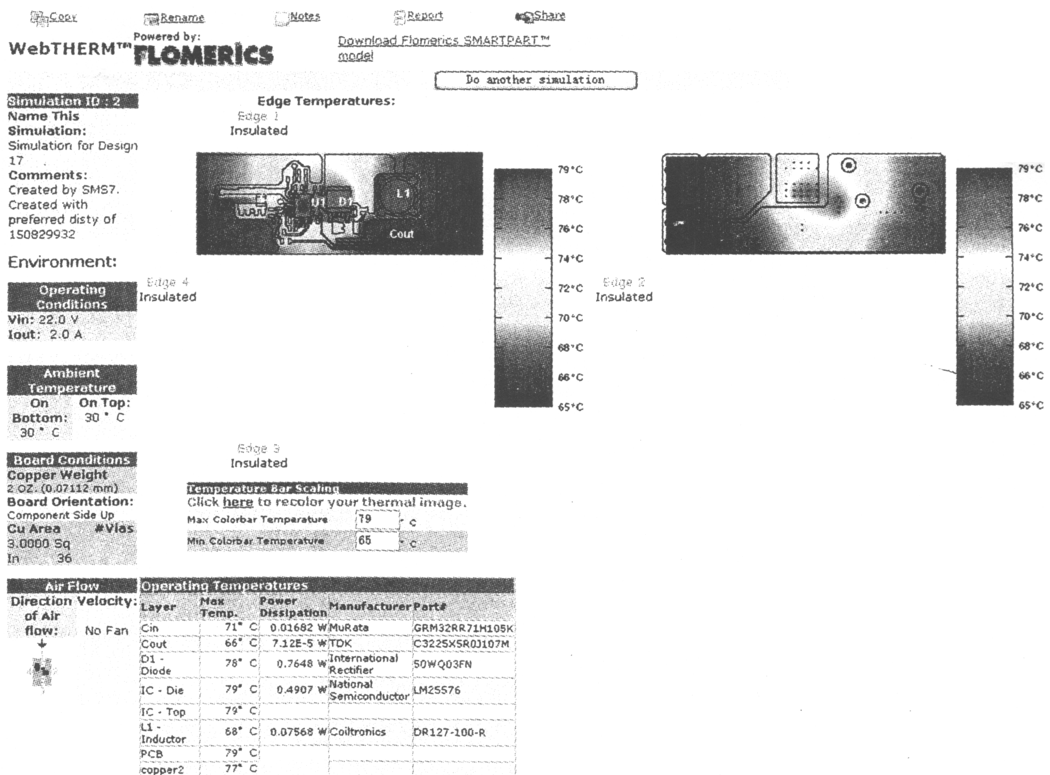
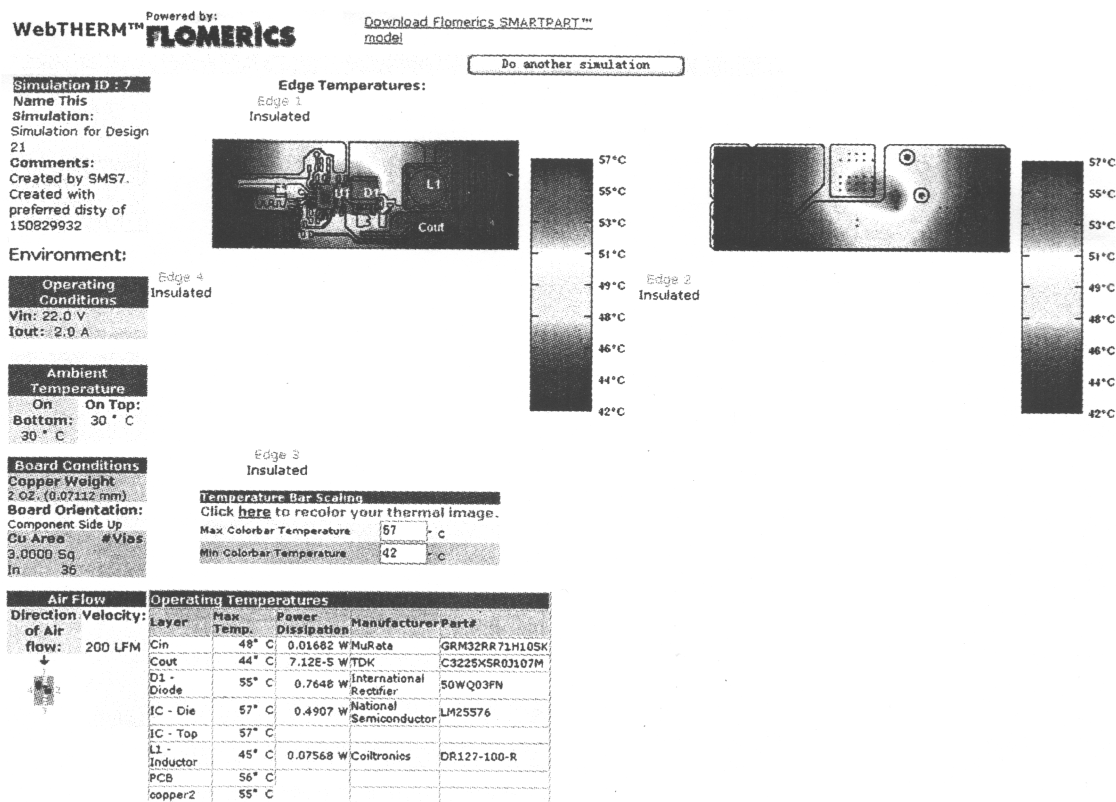


图 6-40　LED 驱动设计结果的原理图



Layer	Max Temp.	Power Dissipation	Manufacturer	Part#
Cin	71° C	0.01682 W	MuRata	GRM32RR71H105K
Cout	66° C	7.12E-5 W	TDK	C3225X5R0J107M
D1 - Diode	78° C	0.7648 W	International Rectifier	50WQ03FN
IC - Die	79° C	0.4907 W	National Semiconductor	LM25576
IC - Top	79° C			
L1 - Inductor	68° C	0.07568 W	Coiltronics	DR127-100-R
PCB	79° C			
copper2	77° C			

图 6-41　电源不加风扇时热仿真数据



Layer	Max Temp.	Power Dissipation	Manufacturer	Part#
Cin	48° C	0.01682 W	MuRata	GRM32RR71H105K
Cout	44° C	7.12E-5 W	TDK	C3225X5R0J107M
D1 - Diode	55° C	0.7648 W	International Rectifier	50WQ03FN
IC - Die	57° C	0.4907 W	National Semiconductor	LM25576
IC - Top	57° C			
L1 - Inductor	45° C	0.07568 W	Coiltronics	DR127-100-R
PCB	56° C			
copper2	55° C			

图 6-42　电源加风扇时热仿真数据

第 7 章　有源、无源功率因数校正与电源效率

7.1　电流谐波

交流电网电压经整流分压供给电子设备及家用电器，是一种基本的变换方式。现有的开关电源都是将交流电压进行低通滤波、全波整流、电容滤波后，输出较为平直的直流高压。这种低通滤波、整流电路是非线性的，虽然电网电压是一种正弦波，但因受负载（感性负载、容性负载或阻抗负载）的影响，输出电流将会发生严重畸变，呈现出一种脉冲波。这种波对用电设备是极为不利的，同时也会给供电电网带来危害，使输入功率因数下降。

我们知道，桥式整流输出并联电解电容两端的直流电压随着电容的充电和放电，产生的是脉冲波形电流，而滤波电容上的电压与最大值相差并不是很多。根据桥式整流中的二极管单向导电的特性，只有在输入端的交流电压瞬时值超过滤波电容上的电压时，整流二极管才会因正向偏置而导通。而输入交流电压的瞬时值低于滤波电容上的电压时，整流二极管则反向偏置而截止。于是，只有在输入交流电压的峰值附近，整流二极管才会导通，它的导通角约为 60°。这样整流二极管的导通角明显变小，对交流输入电压波形并不产生很大影响，大体上仍然保持正弦波形状，但是实际上交流输入电流波形是脉冲尖波，脉宽约为 3ms，是半周期（10ms）的 1/3，见图 7-1。由此可见，开关电源输入端电流畸变是由整流二极管导通角太小引起的，而二极管导通角变小的直接原因则是大容量的滤波电容（容性负载）并联于桥式整流输出负载。

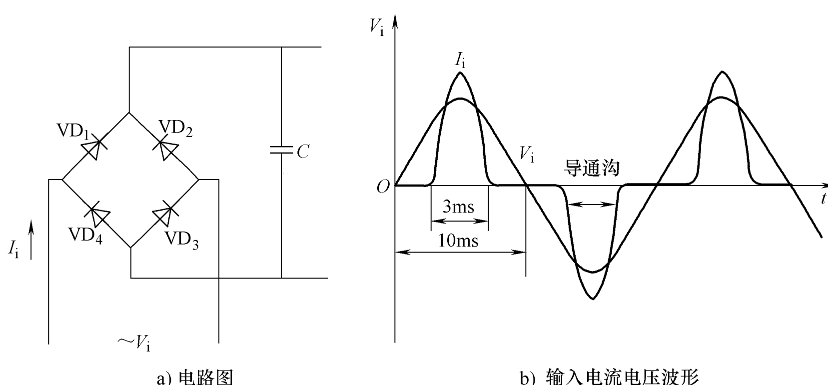


图 7-1　交流整流电路与输入电压、电流波形

脉冲电流中含有大量的谐波，这些不同频率的每一个正弦波成分都被称为谐波分量。谐波的产生，一方面使谐波噪声含量提高，另一方面整流电路加入的滤波电容体积加大、笨重。如果以基波 100% 为基础，则通常经桥式整流电容滤波的输入电流中，三次谐波分量达到 77% 以上，五次谐波达到 50%，七次谐波达到 40%，总的谐波电流含量会高出基波值，往往会达到 117% 左右，输入功率因数只有 0. 65。必须指出，总谐波含量并不等于各次谐波

含量的代数和。

7.1.1　电流谐波的危害

电源输入电流谐波含量过高，对于一台开关电源使用在电路上，其危害性也许不一定会表现出来，但是成千上万台电子设备密集使用开关电源，它所产生的谐波电流总量会对电力系统造成严重的污染，将会影响到整个供电系统的供电质量，进而影响供电系统本身和广大用电客户的运行。过量的电流谐波会使电厂发电机、使用的电动机产生附加的功率损耗，使其发热；对功率补偿电容引起谐振和过量的谐波电流，从而导致电力电容器过负荷或过电压而损坏设备；谐波电流会增加变压器和电网供电的损耗；对继电保护装置、自动控制装置、电信通信设备、计算机系统产生强烈的干扰或造成误动作；对计量检测、工业生产程序控制造成误差，会出现误动作现象。电流谐波含量过高的开关电源在电网某一路上密集安装使用时，会使三相四线制供电系统的中线电流急剧增加，大大超出相电流，引起中线超负荷，造成中性点电压偏移，很容易导致开关电源大批损坏。这是未采取有效谐波滤波技术的原因，有的还会引起火灾，造成重大经济损失。因此，无论是从保证电力系统的安全、经济运行来看，还是从保护用电设备和人身安全来看，必须严格控制并限定电流谐波含量，以减小谐波污染造成的严重危害。

开关电源采用简单的桥式整流电路和电解电容进行滤波，实施 AC/DC 变换，不能满足电子产品的需要和使电流谐波含量达到所要求的标准，必须采取有源功率因数校正或无源功率因数校正电路。

关于开关电源各次谐波分量及总谐波含量的测试，是一个比较复杂的技术问题。现在采用傅里叶变换原理进行谐波分析，制造出了高性能的开关电源综合分析仪和双踪高频频谱分析仪，能方便地测试谐波含量和各次谐波分量并打印出测试结果，对于认识分析电流谐波很有好处。

7.1.2　功率因数

现在，家用电器已进入千家万户，工业电气化自动化不断提高。各种程序控制电动机、计量器具、显示器等既有阻性负载、感性负载，又有容性负载。由于受到电抗的作用，发电机发出的交流电流往往滞后于交流电压一定角度，即相位角 φ 不为零，就是说发电机发出的电能不能完全被所有的用电设备完全利用，只有一部分电能被利用，而相当一部分电能以磁场能的形式在发电机和用电设备之间往返变换而不能被释放。功率因数是输入功率与输出功率之比，说具体点是有功功率与视在功率之比。功率因数的高低对发电设备将产生重大影响，第一电力设备得不到充分利用。第二将使电力输送电路的电流增加，在电路上引起较大的电压降和损耗，还会影响用电设备正常运行。第三低功率因数在电路上产生很大的环流，降低输出功率。第四开关电源的功率因数低，使电路发热，破坏绝缘层，影响电源使用寿命，所以提高功率因数是质量所需，是效益所迫。功率因数以下式表示：

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

式中，λ 为电路功率因数、P 为有功功率、S 为视在功率。

视在功率等于有效电压 V_{rms} 和有效电流 I_{rms} 的乘积：

$$S = V_{\mathrm{rms}} I_{\mathrm{rms}}$$

电路功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S}$$

理想的功率因数 λ 等于 1，是指供电电路电压和电流无波形畸变，均为标准的正弦波。对于理想的正弦波电压和电流有两种情况，其中一种情况是用电负载是电阻性的，输入电压和电流都会保持正弦波，并且相位差$\varphi=0$。在这种情况下，电路功率因数 $\lambda=1$，这时的功率全部消耗在负载上。另一种情况是负载是电感性的，供电电路的电压和电流均呈正弦波，但是输入电压与电流之间存在相位滞后，φ 不再为零。输入电压和输入电流均为标准的正弦波时，用向量表示的功率三角形如图 7-2 所示。在这个功率三角形中，Q 表示电路的无功功率。根据功率因数的定义，很容易算出 $\lambda=\cos\varphi$ 这一众所周知的结果。结果表明，有功功率不是最大值。

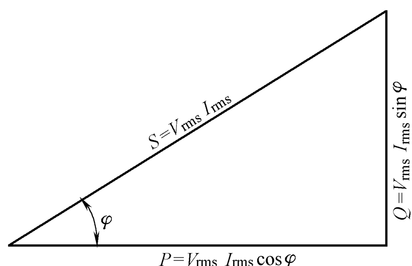


图 7-2　正弦信号功率三角形

7.1.3　功率因数与总谐波含量的关系

对于开关电源输入电流产生畸变的正弦波，必须用傅里叶级数来描述。根据傅里叶变换原理，瞬时电流表示为

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t)$$

式中，n 表示谐波次数，系数 a_n 和 b_n 分别表示为

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(t)\sin(n\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(t)\cos(n\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t)$$

每一个电流谐波通常会有一个正弦或余弦周期，n 次谐波电流的有效值可以用下式计算：

$$I_{n(\mathrm{rms})} = \frac{1}{2}\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

n 次谐波电流与基波电流之比即为 n 次谐波含有率，也就是人们所说的 n 次谐波含量。总有效值电流 $I_{\mathrm{total(rms)}}$ 为

$$I_{\mathrm{total(rms)}} = \sqrt{I_{1(\mathrm{rms})}^2 + I_{2(\mathrm{rms})}^2 + I_{3(\mathrm{rms})}^2 + \cdots + I_{n(\mathrm{rms})}^2}$$

式中，$I_{1(\mathrm{rms})}$ 为基波电流有效值，$I_{n(\mathrm{rms})}$ 为 n 次谐波含有电流有效值。用基波电流百分比表示的电流总谐波含量称为总谐波畸变率，简称总谐波畸变（Total Harmonic Distortion，THD）。总谐波畸变的定义为

$$\mathrm{THD} = \frac{\sqrt{I_{2(\mathrm{rms})}^2 + I_{3(\mathrm{rms})}^2 + \cdots + I_{n(\mathrm{rms})}^2}}{I_{1(\mathrm{rms})}} \times 100\%$$

根据上式，有关功率因数的表达式为

$$\lambda = \frac{I_{1(\mathrm{rms})}\cos\varphi_1}{I_{\mathrm{total(rms)}}} = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1+\mathrm{THD}^2}}$$

这就是功率因数与THD的关系。从上式中可以看出：要提高电路的功率因数，就必须最大限度地抑制输入电流的波形畸变，同时还必须尽可能使电流基波与电压基波之间的相位差趋于零。如果开关电源未采用功率因校正，THD只有120%。值得注意的是，高功率因数开关电源的输入电流的谐波含量并不一定可以实现THD的低指标，有些开关电源的功率因数可以达到0.95，但三次、五次和七次等奇次谐波含量常常会超过标准规定的极限值。反之，由于功率因数还与基波电流和电压的相位差有关，尽管有时总谐波畸变并不是很高，但功率因数可能会很低。因此，电路设计人员的任务就是既要获得高功率因数，又要得到低谐波畸变，同时还要确保满足开关电源其他所有技术指标的要求。有些电源研究工作者把桥式整流后的滤波电容减小到不足2.2μF，还有的人干脆不用滤波电容。这样做的结果是，尽管电路功率因数提高到几乎等于1，但是桥式整流器输出的是脉动直流电压，对开关电源的功率开关管造成很大损害，而且还会导致电路的峰值电流极高，对开关管、高频变压器、输出整流二极管安全运行极为不利。由此可见，通过减小滤波电容的容量来增大桥式整流二极管的导通角，抑制输入电流的波形畸变，提高电路的功率因数，这种方法是行不通的，是不可取的。

为什么要提高功率因数？提高功率因数有什么意义？当功率因数过低时，产生电力的发电机和变压器等设备，输出的有功功率会明显减小，而输出无功功率的比例则增大，这使电力供电设备得不到充分利用。如果功率因数过低，通过电网输送的电流会增加，这样就会在输电电路上引起很大的电压降落和功率损耗，会造成巨大的电能浪费，而且会影响用电设备的正常运行。低功率因数常常在开关电源电路上产生环流，这种环流不仅使开关电源产生磁饱和，还会使供电电路产生热量，导线的过热加速了绝缘层绝缘性能的损坏，易引发火灾事故。因此，很多国家对开关电源功率因数都有严格的规定，要求开关电源的功率因数不能低于0.9。综上所述，用电设备的功率因数和输入电源的电流谐波含量都是供电系统和用电部门极为关心的两项技术指标。不论是从保证电力系统的安全经济运行来看，还是从保护广大用户的人身和财产安全来看，都必须使用高功率因数、低电流谐波含量的电源。

7.1.4　功率因数校正的意义与基本原理

功率因数在所有用电设备中非常重要，开关电源中任何一种AC/DC、DC/DC变换电路都离不开功率因数校正。图7-3是有源功率因数校正（Advantage Power Factor Correction，APFC）的基本工作原理图。主电路由单相桥整流电路和DC/DC变换电路组成，点划线框内为控制电路。控制电路包括电压误差放大器A_1、基准电压源V_r、电流误差放大器A_2、乘法器M和驱动器等，组成一个比较完整的有源功率校正器的控制电路。主电路包括桥式整流器（UR）、功率开关管（VT）、输出升压二极管（VD）以及滤波电容（C）等。主电路和控制电路组合成有源功率因数校正器。

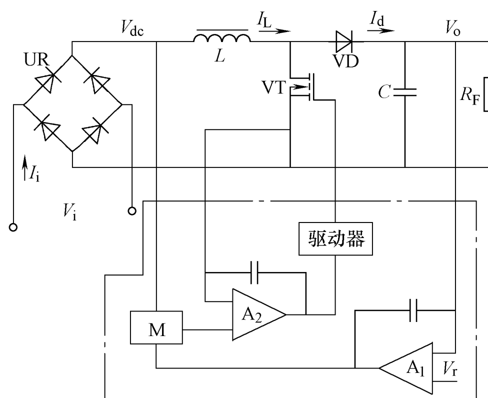


图7-3　有源功率因数校正的基本工作原理图

有源功率因数校正器的工作原理是这样的：主电路里的桥式整流电路将输入的交流电整流为100Hz的脉冲直流电，再经升压电感L和升压二极管VD整流输出电压V_o。电压

V_o 和基准电压 V_r 进行比较后，输入给电压误差放大器 A_1，放大后的误差电压与桥式整流的脉动电压一起加到乘法器 M 中相乘，乘法器 M 输出一电流信号并与开关电流一起加到电流比较器 A_2 上，经 A_2 比较误差放大均化。中性电流去驱动脉宽调制信号，以控制开关功率管 VT 的导通和截止，从而使输入电流（即电感电流 I_L）的波形与整流输出的脉动电压的波形基本一致，使电流谐波大大减少，提高了功率因数。不但如此，整流升压二极管输出电压受到可调频率的控制，可以得到稳定的、所需要的工作电压，这样为开关电源的设计、调试带来了便利。

图 7-4 所示是功率因数校正电路的输入电流 I_L、I_i 和输入电压 V_{dc}、V_i 的波形。V_i 与 I_i 是两个同相位的正弦波。由图可见，输入电流被 PWM 频率调制后，使脉冲呈现出近似正弦波的波形，在一个开关周期内具有高频纹波的输入电流经均化后，使原先像锯齿波一样的纹波（见图 7-4a）变成了较平滑的如同正弦波的波形，而且输入电流与输入电压是同相位的，不存在整流二极管导通角的影响，使输入电流发生畸变，谐波含量大大降低，功率因数提高到近似 1，这就是有源功率因数校正的作用。

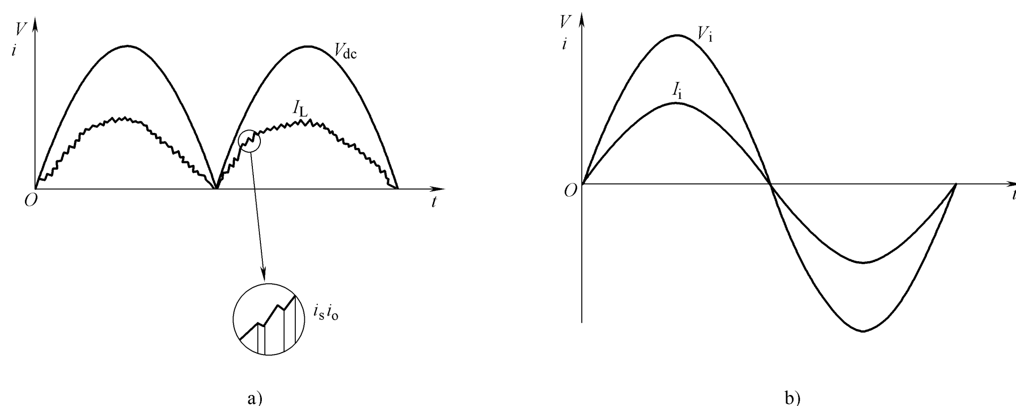


图 7-4 功率因数校正电路输入电压 V_{dc}、V_i 及输入电流 I_L、I_i 波形

实现 PFC 的方法很多，可根据电路工作频率高低以谐波分类，大致可分为 3 种：①无源 PFC，就是电感、电容、整流二极管所组成的电路。②低频有源 PFC。是利用电感、功率开关管和控制电路组成调节功率开关管的通断，实现交流假正弦化，使低频有源 PFC 的 PF 值达 0.95 ~ 0.97。③高频有源 PFC，采用升压型功率变换电路，强制输入电流跟踪输入电压，实现正弦化，并与输入电压同步，PF 值能达 0.99 以上，THD 小于 7%，但电路较复杂，使用较多。

7.2 有源功率因数校正

7.2.1 有源功率因数校正的主要优缺点

功率因数校正包括无源功率因数校正（Passive Power Factor Correction，PPFC）和有源功率因数校正（Active Power Factor Correction，APFC）两种，这两种电路的主要不同点在于后者除了使用无源元件外，还采用了晶体管和专用集成电路。在谐波滤波电路中，只要使用了一个晶体管之类的有源器件，就叫做 APFC 电路。APFC 电路置于桥式整流器与滤波电解

电容之间，是一种 DC/DC 变换电路。APFC 变换电路有升压、降压、升压—降压和回扫 4 种类型，如图 7-5 所示。在回扫型 APFC 电路中，输出电压可以低于输入电压，也可以高于输入电压。在多数情况下，这种隔离式变换电路的输出电压都低于输入电压。由于升压型 APFC 电路在一定输出功率下可以减小输出电流，这样可以减小输出滤波电容的容量和体积，目前开关电源大多采用这种类型的 APFC 电路。

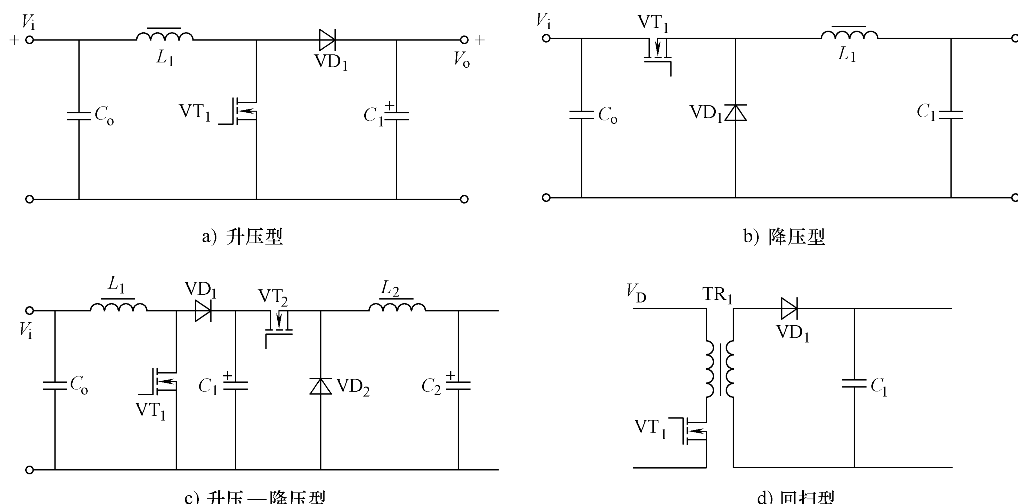


图 7-5　APFC 电路的主要类型

APFC 可以采用不同的方法进行控制。从变换电路的工作频率分有固定频率和可变频率两种；从电流控制方法上分有峰值电流控制、平均电流控制、滞环电流控制三种；按电感扼流圈有无储存电流来分，有连续传导模式（CCM）和不连续传导模式（DCM）两种，前者用于输出功率较大的场合，后者适用于 200W 以下的中功率 APFC 变换电路；在开关控制模式上又分为零电流开关（ZCS）和零电压开关（ZVS）两种类型。

在开关电源中，以升压型预调整器最为流行。它的主要优点是：第一，能有效地抑制输入电源电流的谐波失真，完全可以达到甚至远远低于谐波电流畸变指标要求；第二，能将系统功率因数提高到几乎等于 1 的水平，完全能满足世界各国对功率因数和总谐波含量的技术标准要求；第三，输出低纹波含量的直流电压，能确保开关电源的电流波峰系数低于 1.5；第四，当输入交流电压在较大的范围内波动时，实现电压宽带输入（85 ~ 265V），而输出电压可得到稳定的直流电压；第五，消除了浪涌电压及尖峰电压对电路元件的冲击，提高了开关电源的可靠性和安全性，有力地延长了开关电源的使用寿命。

升压型有源功率因数校正电路是处在桥式整流电路与电源控制电路之间。有源功率因数校正电路的输入与输出间没有绝缘隔离，升压变压器的一次侧两端就是 APFC 的输出端，就安全而言有些危险，但是从整体开关电源来讲，并无大害。当开关电源工作在 20 ~ 100kHz 的 PWM 条件下时，功率开关管的源极（S）、二极管和输出电容形成的电路如果出现杂散电感，APFC 电路容易产生过电压的危险，对功率开关管的安全运行不利。

APFC 的开关电源适用于 500W 的负载，这种开关电源经常在电力电子设备的预调节器上使用。图 7-3 所示的有源功率因数校正电路为硬开关电路，升压式变换电路也可以用软开关构成 APFC。软开关可以降低开关损耗，提高 APFC 的效率。最近，国内已研制出了新型恒频控制零电压转换开关。这种 APFC 开关电源的主要参数指标为：输入电压为 AC85 ~

265V，输出功率为 500W，用 IRGBC30U（IGBT）作为功率转换的主开关管，电源的工作频率一般为 100kHz 或更高，电路实测效率可以达到 95% ~98%。

7.2.2　有源功率因数校正的控制方法

我们在前面讨论了有源功率因数控制的类型，而且对各种类型的优缺点作了简短的分析。APFC 的电流控制方法基本上有 3 种，即峰值电流控制、滞环电流控制以及平均电流控制。这里将以开关电源功率因数校正的控制为例，说明 3 种方法控制的基本原理。假设工作模式为 CCM，这 3 种控制方法有什么特点呢?

1）峰值电流法是检测峰值电流，采用恒定的开关电源工作频率，只有稳定的工作频率才能有效地、快速地测出峰值电流，并将这一电流“削尖”、均化来控制开关管，对 PWM 进行调节，使输入电流波形与输入电压保持同步，从而提高功率因数。由于输入电流被“削尖”，在电路上对输入电流波形需要进行斜率补偿。

2）滞环电流法是检测 APFC 电路中电感上的电流，当电感电流达到一定值时，开关晶体管开始导通；电感电流下降到一定值时，开关晶体管陡然截止，它的控制方式是利用工作频率改变来控制开关管的导通和截止。一般设计输出滤波电路时，按最低工作频率考虑，所以，开关电源的体积和重量是最小的，工作损耗较小。

3）平均电流法是开关电源和电子镇流器对有源功率因数校正用得最多的一种方法。*THD* 值小，对噪声不敏感，电感电流峰值与平均值之间的误差小，具有恒定的工作频率，可以任意拓扑各种控制电路，输入电压可以随便调节。这种方法的缺点是控制电路比较复杂，需要增添电流误差放大器。下面分别介绍这 3 种控制方法的工作原理和各自的优缺点。

7.2.3　峰值电流控制法

图 7-6 为峰值电流控制法的原理电路图，该电路是实现开关电源和电子镇流器有源功率因数校正的基本电路。开关管采用 MOSFET，它的漏极电流 I_s 被检测后转换为电压信号 V_g，然后送入比较器 C_b，基准电流值 z 由乘法器 M 输出提供。乘法器 M 有两个输入信号，一个是 x，另一个为 y。输出电压的采样值 N_o/H 与基准电压 V_{ref}进行比较后，其差值为 x 信号；y

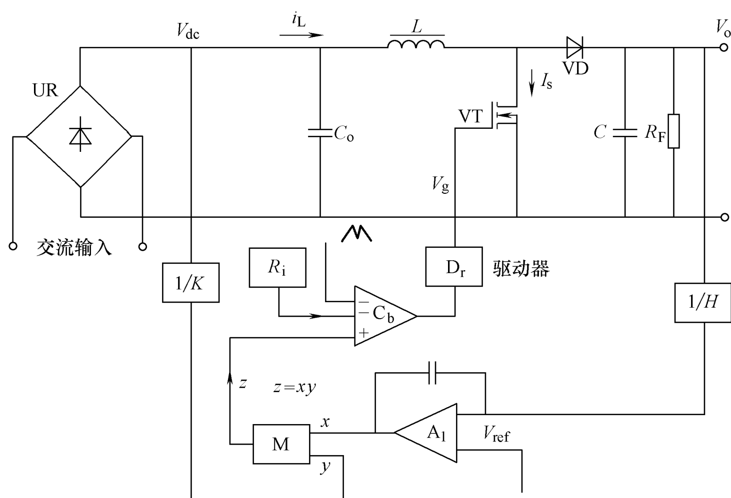


图 7-6　峰值电流控制法的功率因数校正电路

电压信号是桥式整流输出的脉动电压经分压后得到的 V_{dc}/K 信号，与 x 信号一同进入乘法器 M。

因为基准电流是双半波正弦电压，从电感输入的电流（I_L）的峰值包络线紧跟输入电压 V_{dc}的波形。这样，输入电流与输入电压同相位，并且是一个完整的正弦波。该系统中的电压环路由分压器 $1/H$、进行补偿作用的电压误差放大器 A_1、乘法器 M、电流比较器 C_b 以及驱动器 D_r 组成。此电路在保持功率因数近似于 1 的同时，也能使谐波含量下降到最低，稳定地输出电压。

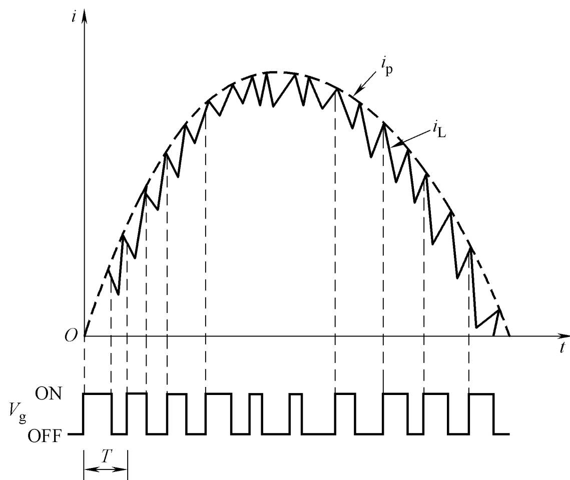


图 7-7　峰值电流控制法的电感电流波形图

峰值电流控制系统中含有两种频率的电流：一种是 50Hz 工频的基准电流 i_L，另一种是被调节控制的高频输入电流 i_p，如图 7-7 所示。图中的虚线为每个开关周期内的峰值电感电流的包络线。从图 7-7 清楚地知道，当电感电流的峰值与平均值很接近时，纹波电流很小。这就意味着，电感较大时，电感电流上升得缓慢，坡度较小。门极信号 V_g 控制着开关管 VT 高频调制的电感电流。当 VT 导通时，电感电流上升。此电流达到峰值后，比较器输出一控制信号，经驱动器 Dr 放大后使开关管 VT 关断，这时电感电流下降。到下一个开关周期时，VT 再次导通，如此循环下去。特别指出的是，峰值电流控制法的开关频率是恒定的。在保持输入功率因数接近 1 的同时，使输出电压稳定。在图 7-7 中，当电感电流从零变化到最大值时，占空比 D 逐渐由大变小。在这个工频变化的半个周期内，占空比 D 从 0.6 变化到 0.3，在此期间有可能出现谐波振荡，这是我们不希望看到的。为了防止这种谐波振荡出现，必须在比较器的输入端增加一个斜波补偿器 R_i，以便使占空比在大范围内变化时不产生谐波振荡，使电路工作稳定，同时使输出电压保持稳定。

功率因数校正采用峰值电流法带来了两个问题：一是高频空间的平均值与控制电感电流峰值之间的误差有时大有时小，无法满足使总谐波含量 *THD* 很小的目标要求；二是利用峰值电路电流控制开关，无疑为噪声的产生提供了条件，因此，开关管容易发热，电路损耗大。

7.2.4　滞环电流控制法

可用滞环电流控制法控制开关电源的功率因数校正电路。图 7-8 是用这种方法控制的原理图。

图 7-6 和图 7-8 是不同的。滞环电流控制法的检测电流是电感电流，而峰值电流控制法的检测电流是开关电流。另外，滞环电流控制法的原理图内多了一个滞环逻辑控制器。滞环逻辑控制器的特点和一般继电器一样，由于继电器里的电感作用，产生出一个滞环电流带。所检测的输入电压经分压后，产生两个基准电流 i_{min}和 i_{max}，当电感电流 i_L 等于基准电流下限值 i_{min}时，控制开关管 VT 导通。这时，电感电流 i_L 上升。当这个电流等于基准上限值

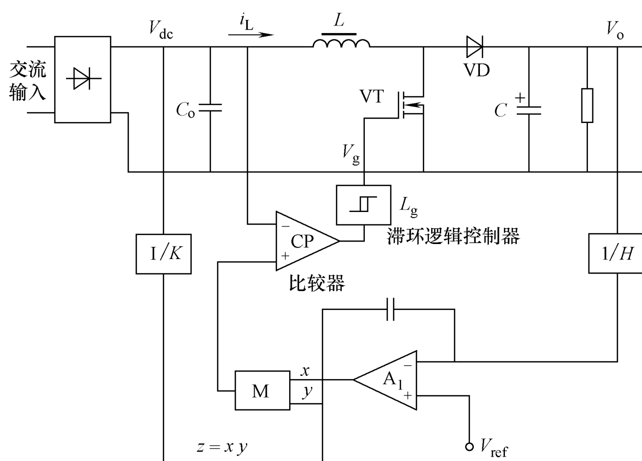


图 7-8　滞环电流控制法的功率因数校正原理图

i_{max}时，开关晶体管 VT 截止，电感电流 i_L 下降。

图 7-9 中的上、下两条虚线是电感电流的上、下值，图中的实线是电感电流，在 i_{max}与 i_{min}之间为电感电流的平均值 $i_{平均}$。i_{max}与 i_{min}的差值大小就代表了电流滞环的宽窄，电流滞环的宽窄决定电流纹波的大小，它与瞬时平均电流有一定的比例关系。

滞环电流控制法控制电路设计有 3 个比较器，如图 7-10 所示。其中，两个比较器用来形成电流滞环带。DL_1、DL_2 是双稳态振荡器，是两个与非门，精确地控制电感电流的上、下限值，交替地控制开关，使电路具有无惯性频率改变的特性。A_3 比较器用于保证开关管在工频整流电压的正弦半波的开始和结束时刻处于截止状态，防止工作频率随意进入。

滞环电流控制法控制的主要缺点是负载的变化对开关频率影响较大，这样在设计滞环电流控制法时要多加考虑开关电源的输出整流滤波电路，要按最低工作频率考虑，否则开关电源的体积和重量很难得到减小。中、小型开关电源一般不采用滞环电流控制法来实施有源功率因数校正。另外，该控制法的电路结构较为复杂，调试时需要用比较多的仪器，因此，得不到广泛的应用。但是滞环电流控制法对有源功率因数校正的效果是很好的。

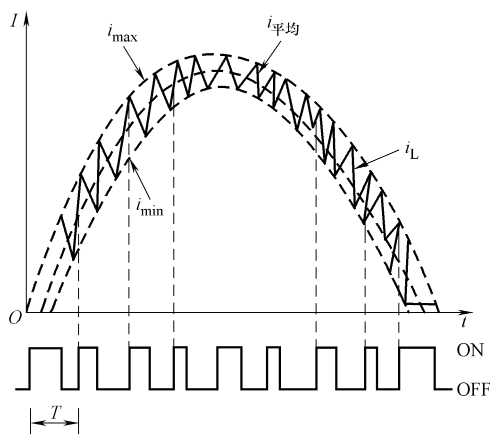


图 7-9　滞环电流控制法控制的电感电流波形图

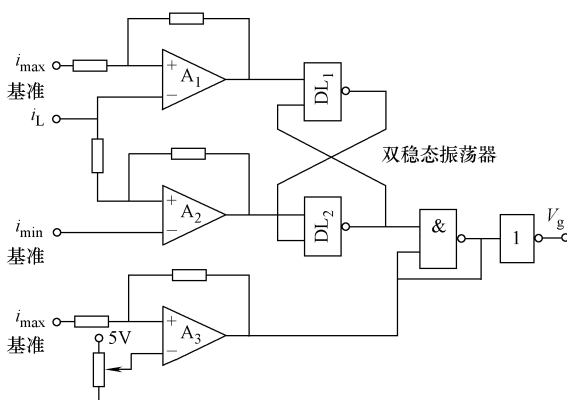


图 7-10　滞环逻辑控制电路

7.2.5　平均电流控制法

图 7-11 是平均电流控制法的功率因数校正原理图。平均电流控制的有源功率因数校正电路具有升压变换电路和乘法器，它既可以工作于电感电流续流模式（CCM），也可以工作于电感电流断流模式（DCM）。这种类型的 APFC 变换控制电路一般是由一片 IC 来构成的。电路中的升压电感器 L、功率开关管 VT、高频整流二极管 VD 和输出电容 C_o 组成有源功率因数校正的主电路。APFC 变换电路不仅具有升压变换电路，还具有可调的直流输出电压。另外，还有电流检测回路。控制集成电路还有电流误差放大器、模拟乘法器、电流放大器、电流检测逻辑电路和栅极驱动器。它的工作原理是：固定高频振荡频率，控制 PWM 输出脉冲，占空比的大小取决于电路外的 APFC 升压变换电路的直流输出电压与交流输入电压之间的比率。当开关管导通时，升压电感 L 的电流 I_L 增加，通过传感电阻 R_s 回到整流桥的地。高频整流二极管 VD 由于处于反向偏置，输出电路 C_o 向负载 R_f 提供电能。当输入电流和反馈电流达到平衡时，开关管 VT 截止，电感电流 I_L，通过整流二极管 VD 向电容 C_o 输送电流，电容器 C_o 开始储能。电感电流 I_L 实际上具有与开关管频率相同的纹波，其平均电流 $I_{平均}$按正弦规律跟踪全桥整流半波正弦电压的波形变化。因此，桥式整流器的交流输入电流与交流输入电压同相位并接近正弦波形。输入电流信号被检测，与基准电流比较后，其高频分量（例如 100kHz）的变化通过电流误差放大器被平均化处理，放大后的平均电流误差与锯齿波斜坡比较差值，给开关管 VT 提供驱动信号，并决定占空比 D 的大小。这时误差电流被迅速而精确地校正。由于电流控制有较大的放大倍数和带宽，跟踪误差所产生的畸变很小，一般都在 1% 以内，容易实现功率因数接近 1 的水平。

图 7-12 所示的是平均电流控制法的电感电流波形。图中实线所示为电感电流，虚线所示为平均电流。

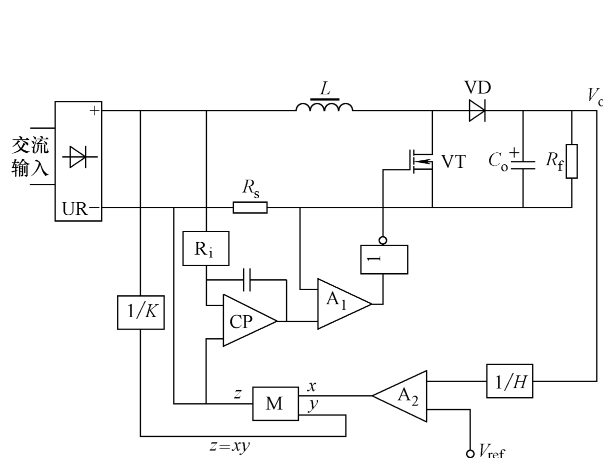


图 7-11　平均电流控制法功率因数校正原理图

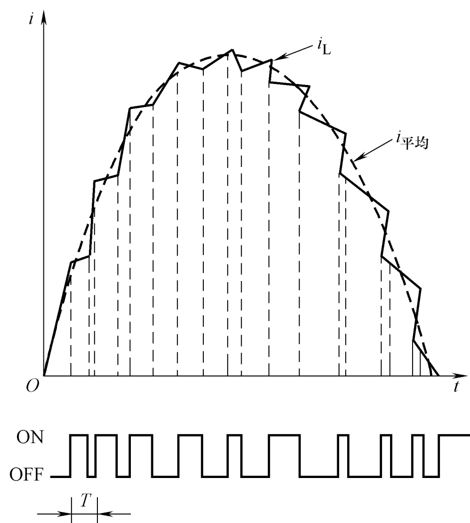


图 7-12　平均电流控制法的电感电流波形图

平均电流控制法的特点是：工频电流的峰值是高频电流的平均值，而高频电流的峰值比工频电流的峰值更高，可见总谐波含量 *THD* 很小；因为工频电流的峰值是高频电流的平均值，所以对噪声不敏感；电感电流峰值与平均值之间的误差小，电流环的宽度较窄，输出纹

波小。原则上，平均电流控制法的 APFC 可以任意拓扑，除了检测升压式变换电路的输入电流外，也可以用于检测降压式（Buck）变换电路、回扫式（Flyback）变换电路的输入电流，其控制的效果还是非常理想的。

对应于电源输入电压范围 85～265V，平均电流控制的 APFC 电路的输出功率为 100W～2kW。采用高频 PWM 平均电流控制法，不需要斜坡补偿。无论是工作于电流连续模式（CCM）还是工作于断续模式（DCM），与峰值电流法相比，只需要一个小的磁性元件，即可获得更低的电流谐波畸变。

7.3　有源功率因数校正电路设计

7.3.1　峰值电流控制法电路设计

峰值电流控制法的开关频率是恒定的。在图 7-13 中，APFC 控制器现选用韩国三星公司生产的 KA7524。APFC 预调整电路适用于 200W 以下，尤其是 150W 的开关电源有源功率因数调整功能。这种 IC 在各类 APFC 芯片中价格比较便宜，市场上容易买到。可用 KA7524 作为控制器来设计 DCM 传导模式，实现电源降压节电控制。关于峰值电流控制法的 APFC 工作原理在前面已作了介绍。只要预调整电路的元件选择适当，布置合理，用 KA7524 就可以使 APFC 升压变换电路的预调整电路的功率因数高于 0.99，输入电流的总谐波含量 THD 小于 1.55%。APFC 升压调整电路的输入电压为 85～265V（交流，50Hz），输出电压为 400V（可调节的直流电压），输出功率可达 150W，变换效率 $\eta>95\%$，功率因数可达 0.99 以上。

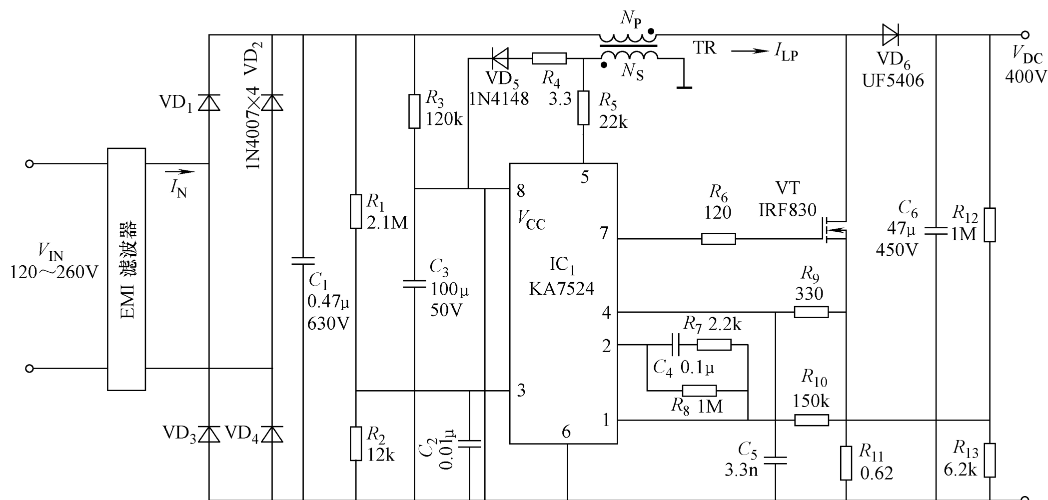


图 7-13　以 KA7524 作为控制器的 APFC 升压式调整电路

1. 升压变换电路的设计

升压变换电路也叫升压电感器。在图 7-13 中，升压变换电路 TR 的一次电感 L_P 是 APFC 调整器的升压电感，起着峰值电流传递和升压的作用。变压器 TR 的二次绕组 N_S 的作用有二：一是作为零电流检测传感器；二是与电阻 R_4、整流二极管 VD_5 和电容 C_3 组成电源滤波整流电路，供给 KA7524 调制器启动电压。TR 是 APFC 升压变换电路中的关键元件

之一。

桥式整流所输出的直流电流流经升压变换电路的一次绕组 L_P，也是桥式整流前的输入电流 I_{IN}。图 7-14 是一次电流 I_P 的波形示意图。由图可知，电感电流呈三角波。开关管在导通期间，电感电流从零开始沿着斜坡上升到达“顶峰”；在开关管截止期间，电感电流从顶端峰值沿斜坡下降到零。只要电感电流一跌落到零，开关晶体管就导通，进入下一个开关周期，电感峰值电流 I_{LP} 是平均输入电流 I_{IN} 的两倍。由此可见，有下列公式存在：

$$I_{IN} = \frac{I_{LP}}{2} \tag{7-1}$$

式中，I_{IN} 是输入电流的平均值；I_{LP} 是变压器一次电感的峰值电流。

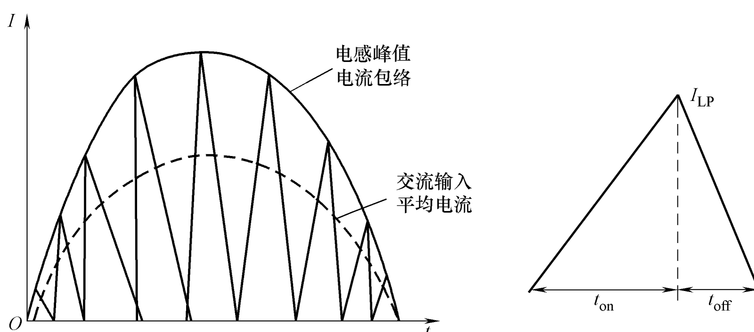


图 7-14　升压变换电路电感电流 I_P 的波形图

最大交流输入电流由下式计算：

$$I_{IN(max)} = \frac{2P_{OUT}}{\eta V_{IN(min)}} \tag{7-2}$$

式中，P_{OUT} 是 APFC 调整器的输出功率（W）；η 是变换电路的效率；$V_{IN(min)}$ 为最低交流输入电压（V）；$I_{IN(max)}$ 为最大交流输入电流（A）。

现设计一台升压变换电路，输出功率 $P_{OUT}=100W$，变换电路的效率 $\eta=95\%$，变换电路的工作频率为 50kHz，计算变换电路的一次电感 L_P 以及一次、二次匝数。

由式（7-2）计算最大交流输入电流 $I_{IN(max)}$：

$$I_{IN(max)} = \frac{\sqrt{2}P_{OUT}}{\eta V_{IN(min)}} = \frac{\sqrt{2}\times 100}{0.95\times 120\sqrt{2}}\text{A} \approx 0.88\text{A}$$

根据式（7-1）求出一次电感峰值电流 $I_{LP(max)}$：

$$I_{LP(max)} = \sqrt{2}I_{IN(max)} = \sqrt{2}\times 0.88\text{A} \approx 1.24\text{A}$$

升压变换电路的一次电感 L_P 为

$$L_P = \frac{2\left(\frac{V_{OUT}}{\sqrt{2}} - V_{IN}\right)V_{IN}^2}{V_{OUT}V_{IN(min)}I_{LP(max)}f} \tag{7-3}$$

式中，V_{OUT} 为 APFC 升压变换电路的输出电压，为 400V(DC)；V_{IN} 为交流输入额定电压，为 260V。

将已知数据代入式（7-3），可求出升压变换电路的一次电感值 L_P：

$$L_P = \frac{2\times\left(\frac{400}{\sqrt{2}}-260\right)\times 260^2}{400\times 120\times 1.24\times 50}\text{mH}\approx 1.04\text{mH}$$

电感 L_P 与交流输入电压的额定值、最低交流输入电压有着非常重要的关系。一次电感 L_P 计算出来以后，磁心的选择大多利用面积乘积 A_P 的方法来确定。在这里利用铜损因数的方法来确定磁心，具体公式如下：

$$K_g = \frac{\Omega}{P_{Cu}}\left(\frac{L_P I_{LP}^2}{B_{max}}\right)^2 \tag{7-4}$$

式中，$I_{LP} = I_{LP(max)}$，为最大峰值电感电流（A）；B_{max} 为最大磁感应强度（T），取 $B_{max} = 0.15\text{T}$；$\Omega = 1.724\times 10^{-8}\Omega\cdot\text{m}$；$P_{Cu}$ 为铜的最大功率损耗（W），按照经验一般铜损是最大输出功率的 1.5%，所以 $P_{Cu} = 100\times 0.015\text{W} = 1.5\text{W}$。

$$K_g = \frac{1.724\times 10^{-8}}{1.5}\times\left(\frac{1.04\times 10^{-3}\times 1.24^2}{0.15}\right)^2\text{m}^5\approx 1.3\times 10^{-12}\text{m}^5$$

所选用磁心的铜损因数 K_g 必须高于用上式所计算出的因数。设所选用磁心的因数为 K_g'，则

$$K_g' = K\frac{A_w A_e}{l_w} \tag{7-5}$$

式中，K 为绕组系数，设 $K = 0.36$；A_w 为绕组骨架窗口面积（mm^2）；A_e 为磁心有效截面积（mm^2）；l_w 为每匝绕线平均长度（mm）。

根据表 7-1，现选用 PQ26/20，则绕线窗口面积 $A_w = 60.4\text{mm}^2$，磁心有效截面积 $A_e = 113\text{mm}^2$，绕组平均长度 $l_w = 56.2\text{mm}$，这时 $K_g' = 0.36\times\frac{60.4\times 113^2}{56.2\times 10^{15}}\text{m}^5\approx 4.94\times 10^{-12}\text{m}^5$。

表 7-1　APFC 升压变换电路和开关电源常用磁心型号及有关数据

磁心型号及规格	A_e/cm^2	A_w/cm^2	N_{max}		$N\cdot A_e$	
			#18AWG	#20AWG	#18AWG	#20AWG
EC35	0.84	—	90	110	76	92
EC41	1.21	—	100	120	121	145
EE28/21	0.86	—	30	40	26	34
EE28/33	0.86	—	30	40	26	34
EE30/30/7	0.6	—	30	40	18	24
EEC28	0.82	1.14	50	70	41	57
EEC28L	0.82	1.48	90	100	74	82
EEC35	1.07	2.18	95	110	102	118
EI26	0.68	0.44	100	110	68	—
EI28	0.86	0.69	30	40	26	34
EI30	1.11	0.75	30	40	33	44
EPC25	0.46	0.85	—	—	—	—
EPC30	0.61	1.17	70	90	43	55
ETD29	0.74	—	—	—	—	—

（续）

磁心型号及规格	A_e/cm^2	A_w/cm^2	N_{max}		$N \cdot A_e$	
			#18AWG	#20AWG	#18AWG	#20AWG
ETD34	0.97	1.88	90	110	87	107
LP32/13	0.7	1.25	80	100	56	70
PQ26/20	1.13	0.604	35	45	42	54
PQ20/20	0.61	0.66	40	55	42	55
PQ26/25	1.2	0.84	50	70	60	64
PQ20/16	1.7	0.8	44	60	68	102
PQ32/30	1.7	0.8	40	60	68	102
RM8	0.64					
RM10	0.98	—	40	60	39	59

计算结果表明 $K'_g > K_g$，PQ26/20 磁心可以选用。

计算升压变换电路的一次匝数 N_P：

$$N_P = \frac{L_P I_{LP(max)}}{B_{max} A_e} = \frac{1.04 \times 1.24 \times 10^{-3}}{0.15 \times 113 \times 10^{-6}}\text{匝} \approx 76.08\text{匝} \approx 76\text{匝}$$

绕组磁导线截面积为

$$S_{wire} = K\frac{A_w}{N_P} = 0.36 \times \frac{60.4}{76}\text{mm}^2 \approx 0.286\text{mm}^2$$

可选用径为 0.33mm 的高强度漆包线。

磁心气隙长度 L_g 为

$$L_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2}{L_P} A_e = \frac{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 76^2}{1.04} \times 113\text{mm} \approx 0.79\text{mm}$$

二次绕组 N_S 两端的电压 $V_S = 15V$，因此二次绕组的匝数 N_S 为

$$N_S = N_P \frac{V_S}{V_{OUT}} = 76 \times \frac{15}{400}\text{匝} = 2.85\text{匝} \approx 3\text{匝}$$

2. 乘法器分压电阻及电流比较器外接元件参数的计算

电阻 R_1、R_2（见图 7-13）是乘法器取压的分压电阻；R_{11}是电流传感电阻；R_{12}、R_{13}是误差放大器偏置电阻。另外，还有补偿网络的 C_4 和 R_7、R_8 等，这些是 APFC 调整器的重要元件，所以要对电路进行仔细计算。IC_1 的 3 脚是乘法器的电压输入端，该脚输入电压的最大值不得超过 2V，输入最大电压经全波整流后为$\sqrt{2} \times 250V \approx 354V$。

（1）乘法器取压电阻 R_1、R_2 的计算

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2}{354} = \frac{1}{177}$$

设 $R_2 = 12k\Omega$，则有$\frac{12}{R_1 + 12} = \frac{1}{177}$，因此有：

$$R_1+12\text{k}\Omega=12\times177\text{k}\Omega=2124\text{k}\Omega$$

$$R_1=(2124-12)\text{k}\Omega=2112\text{k}\Omega\approx2.1\text{M}\Omega$$

电容 C_2 的作用是高频滤波，旁路掉输入部分的尖峰电压。一般 C_2 取 0.01μF。

（2）电流传感电阻 R_{11} 的计算

KA7524 乘法器输入电压 V_{MO} 的大小，由 4 脚输出的门限电压决定。开关管 VT 的源极串接电阻 R_{11}，用来检测升压变换电路一次绕组 N_P 的电流，峰值电流通过 4 脚的门限电压来控制。乘法器的输入电压由下式决定：

$$V_{MO}=KV_{IN1}V_{IN2}=KV_{IN1}(V_{EO}-V_{REF}) \tag{7-6}$$

式中，$K=0.8$，是 KA7524 乘法器的增益；V_{IN1} 为乘法器在最低交流输入时 3 脚的最高输入电压；V_{IN2} 为乘法器输入电压，$V_{IN2}=V_{EO}-V_{REF}$，$V_{EO}=3.5\text{V}$；V_{REF} 为基准电压，$V_{REF}=2.5\text{V}$。

乘法器 3 脚的输入电压是

$$V_{IN1}=\frac{\sqrt{2}R_2}{R_1+R_2}V_{IN(min)}=\frac{1.414\times12}{2100+12}\times120\text{V}\approx0.96\text{V}$$

将已知数据代入式（7-6）进行计算：

$$V_{MO}=0.8\times0.96\times(3.5-2.5)\text{V}\approx0.77\text{V}$$

$$R_{11}=\frac{V_{MO}}{I_{LP(max)}}=\frac{0.77}{1.24}\Omega\approx0.62\Omega$$

升压变换电路关断时的最小占空比 D_{min} 为

$$D_{min}=1-\frac{\sqrt{2}V_{IN(min)}}{V_{OUT}}=1-\frac{1.414\times120}{400}\approx0.58$$

（3）电流传感电阻 R_{11} 的功耗

$$P_{R11}=\frac{1}{4}I_{LP(max)}^2D_{min}=\frac{1}{4}\times1.24^2\times0.58\text{W}\approx0.22\text{W}$$

R_{11} 可选用 0.5Ω/0.5W 精密金属膜电阻。调整电路中的电阻 R_9 和电容 C_5 用于消除开关管 VT 在导通期间所产生的尖峰电流。如果尖峰电流的时间间隔 $t=500\text{ns}$，要求 $f\leqslant\frac{1}{1.9}R_9C_5$。当 $R_9=330\Omega$ 时，则有：

$$500\leqslant\frac{1}{1.9}\times330\times C_5$$

$$C_5\leqslant2.9\text{nF}，取 3.3\text{nF}$$

3. 误差放大器的偏置电阻

电阻 R_{12}、R_{13} 与电位器 RP_1 是误差放大器的偏置电阻，在保证误差放大器正常工作的前提下，可用来调整输出电压 V_{OUT} 的高低。这 3 个电阻之间存在这样的关系：

$$\frac{R_{12}+(R_{13}+RP_1)}{R_{13}+RP_1}=\frac{V_{OUT}}{V_{REF}}=\frac{400}{2.5}=160$$

电位器 RP_1 在实际电路中不存在，因为它影响输出电压 V_{OUT}，所以有$\frac{R_{12}}{R_{13}}=160$。设 $R_{12}=1M\Omega$，则

$$R_{13}=\frac{1000\times10^3}{160}\Omega=6.25k\Omega$$

R_{13}可选用6.2kΩ、1/4W 电阻。

IC_1（KA7524）工作在高频时，可以顺利地进行脉冲控制转换，可是在低频下往往对一些低频信号有“丢失”的现象，所以在 IC_1 的反相输入端与误差放大器的输出端之间并接有由 C_4 和 R_7、R_8 组成的频率补偿网络，用以防止信号“丢失”和抑制有源功率因数校正的升压变换电路输出电压的纹波。设纹波频率 $f_{rip}=100Hz$，放大器的增益 $G_{ain}=40dB=0.01$，则电容 C_4、电阻 R_{12}与增益的关系是

$$G_{ain}=1/2\pi f_{rip}C_4R_{12} \tag{7-7}$$

$$C_4=\frac{1}{2\pi f_{rip}R_{12}G_{ain}}=\frac{1\times10^6}{2\times3.14\times100\times1\times10^6\times0.01}\mu F\approx0.16\mu F$$

C_4 可选用0.1μF 的普通电容。电阻 R_8、R_7 用于改善负载的瞬态响应，要求 $R_8\gg R_{13}$，R_8 选用1MΩ 电阻。R_{10}必须远小于 R_{12}，取 $R_{10}=150k\Omega$。R_7 的阻值在1kΩ 到4.7kΩ 之间，取 $R_7=2.2k\Omega$。

4. 启动电路元件的计算与选用

启动电路的元件包括 R_3 和 C_3。升压电感 L_P 在输入脉动电压的作用下，在变压器的一次侧产生电感 L_P，同时也在二次绕组中感应出电流 I_S。升压变换电路的二次绕组 N_S 的两端电压为15V，此电压通过二极管 VD_5 和电容 C_3 整流滤波后，向 IC_1 的8脚提供12V 的直流电压。二次侧脉动电压通过 R_5 向 IC_1 提供3mA 的控制电流。R_5 的阻值为22kΩ，VD_5 选用快速恢复二极管1N4148。R_4 是限流电阻，其阻值不能太大，否则会引起损耗，使供给 IC_1 的电流不足，可选用3.3Ω。启动电阻 R_3 应保证在最低输入电压 $V_{IN(min)}$ 下，为 IC_1 提供足够大的启动电流。

$$R_3<\frac{\sqrt{2}V_{IN(min)}}{I_{STR(max)}} \tag{7-8}$$

式中，$I_{STR(max)}$为 IC_1 的启动电源电流，为0.5mA；$V_{IN(min)}=120V$。

$$R_3<\frac{\sqrt{2}\times120}{0.5\times10^{-3}}\Omega\approx339.4k\Omega，取120k\Omega$$

在最高输入电压 $V_{IN(max)}$下，取压电阻 R_3 的功耗为

$$P_{R3}=\frac{V_{IN(max)}^2}{R_3}=\frac{250^2}{120\times10^3}W\approx0.52W，取0.5W$$

启动电容 C_3 的选用原则是：电容的放电时间必须大于来自变压器二次侧的自举电压达到 IC_1 的8脚启动门限电压的时间。电容 C_3 的容量由以下两式决定：

$$C_3(\Delta V_{rip})\geqslant\frac{I_{op}}{f_{rip}\Delta V_{rip}} \tag{7-9}$$

$$C_3(\Delta t) \geqslant \frac{I_{dy}\Delta t}{\Delta V_{H(min)}} \tag{7-10}$$

式中，ΔV_{rip}为纹波电压，设定为2V；I_{op}为 IC_1 的工作电流，一般取 6mA；I_{dy}为 IC_1 的动态电流，一般取 20mA；f_{rip}为纹波频率，为工频的 2 倍，即 100Hz；Δt 为自举电压达到 IC_1 的启动门限电压的时间，设定值为 8ms；$\Delta V_{H(min)}$为 IC_1 的最小滞后电压，取 1.8V。

将以上有关数据代入式（7-9）、式（7-10），得到：

$$C_3(\Delta V_{rip}) \geqslant \frac{6\times10^{-3}\times10^6}{100\times2}\mu F = 30\mu F$$

$$C_3(\Delta t) \geqslant \frac{20\times10^{-3}\times8\times10^{-3}\times10^6}{1.8}\mu F \approx 88.9\mu F$$

选取 C_3 为 100μF。

IC_1 的启动门限电压 $V_{STR}=10V$，电源启动电流 $I_{STR}=0.25mA$。当电路通电后，电路的最大启动时间为

$$t_{STR(max)} = C_3\frac{V_{STR}}{\frac{\sqrt{2}V_{IN(min)}}{R_3}-I_{STR}} = 100\times10^{-6}\times\frac{10}{\frac{\sqrt{2}\times120}{120\times10^3}-0.25\times10^{-3}}s$$

$$\approx 100\times10^{-6}\times\frac{10\times10^3}{1.164}s \approx 0.86s$$

5. 输入、输出滤波电容的计算及整流二极管、升压二极管的选用原则

在图 7-13 中，C_1 是 APFC 电路的输入电容，它的作用是滤除高次谐波；电容 C_6 是 APFC 电路的输出滤波电容，用于滤除输出电压的脉动交流成分，使电压平直。APFC 升压变换电路的有效电阻是

$$R_{EFF} = \frac{2P_{OUT}}{\eta I_{IN(max)}} = \frac{2\times100}{0.95\times0.88}\Omega \approx 239\Omega$$

电容 C_1 的容量为

$$C_1 \geqslant \frac{1}{2\pi R_{EFF} f\varphi} \tag{7-11}$$

式中，f 为升压变换电路的工作频率，取 50kHz；φ 为输入电流的纹波百分比，应小于 5%。依照 C_1 的计算公式，有

$$C_1 \geqslant \frac{1\times10^6}{2\pi\times239\times5\%\times50\times10^3}\mu F \approx 0.26\mu F$$

C_1 选取 0.47μF/630V 小型聚酯薄膜电容。

输出电容 C_6 的容量由下式决定：

$$C_6 \geqslant \frac{I_{OUT}}{2\pi f_{IN} V_{p-p}} \tag{7-12}$$

式中，I_{OUT}为变换电路输出电流（A）；f_{IN}为输入电源的频率（Hz）；V_{p-p}为输出纹波电压的峰峰值（V）。

变换电路的输出电流为

$$I_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{100}{400}A = 0.25A$$

设输出纹波电压是输出电压的 5%，则

$$V_{p-p}=V_{OUT}\times5\%=400\times0.05V=20V$$

根据式（7-12），则

$$C_6\geqslant\frac{0.25}{10^{-6}\times2\pi\times50\times20}\mu F\approx39.8\mu F$$

C_6 选取 47μF/450V 的电解电容。

整流二极管 VD_1 ~ VD_4 的选用只注意两个问题，第一是电流问题。流入每只二极管的电流为正弦波，输出最大功率，输入最低交流电压的 4 只整流二极管中每只二极管的平均电流为：$I_{AVE}=I_{IN(max)}/\pi=0.88/3.14A\approx0.28A$。选用二极管时，应使其额定电流大于平均工作电流的 3 倍，即 $I_F\geqslant3I_{AVE}$。第二，二极管的最高反向工作电压 V_{RM}是设计二极管工作电压峰值的 2 倍，即 $V_{RM}\geqslant2\sqrt{2}V_{IN(max)}=2\times\sqrt{2}\times260V\approx735V$。根据以上计算结果，$VD_1$ ~ VD_4 可选用 1000V/1A 硅整流二极管 1N4007。

升压二极管 VD_6 必须选用超快速恢复二极管，反向恢复时间不得大于 100ns，反向截止电压要求达到升压变换电路输出电压的 1.5 倍，电流容量不低于电感峰值电流的 2 倍。按这一要求选用 UF5406 超快速恢复二极管作为变换电路的升压二极管，它的主要技术参数是：最高反向工作电压 $V_{RM}=600V$，工作电流容量 $I_d=3A$，反向恢复时间为 50ns。

7.3.2　UC3854 用平均电流控制法电路设计

UC3854 是美国尤尼创公司生产的单片集成电路，采用固定频率平均电流法 APFC 控制器，电感电流工作于连续工作模式。UC3854 的工作温度是 0 ~ 75℃，环境温度一般设定为 30℃。

UC3854 内部包括电流放大器、高频振荡器、模拟乘法器/除法器、电压放大器、过电流比较器、逻辑电路、低压电压检测器、7.5V 的电压基准源、MOSFET 栅极驱动器、负载赋能比较器和总线预测试器以及整形电路等。

UC3854 的电源电压的开通门限为 16V ±1.5V，关断门限为 10V ±2V；导通时的电源电流为 10mA，关断时的电源电流为 1.5mA。图 7-15 是 UC3854 在 250W 升压式 APFC 调整器中的应用电路原理图。

85 ~265V 交流输入电压变换为 375V 直流输出电压，工作频率是 100kHz，系统功率因数 $\lambda\geqslant0.99$，输入电源电流总谐波畸变 $THD<2.5\%$。当控制电路接通电源后，交流输入电压经桥式整流后输出 100Hz 的直流脉动电压，此电压由电阻 R_6 分压、VS_1 稳压后对 C_6 充电。当 C_6 上的电压充到 IC_1（UC3854）的开通门限电压值后，IC_1 则被启动，升压变换电路一次绕组 N_P 便产生感应电压并耦合给变压器的二次绕组 N_S，也使得二次侧产生高频感应电压，经桥式整流器整流以及电容 C_6、C_7 滤波后，将得到的直流电压加到 IC_1 的 15 脚，作为 IC_1 的工作电压（V_{CC}）。此电路在稳定的条件下，V_{CC}不能低于 17V，I_{CC}大于 20mA。

输出占空比受到 IC_1 的 12 脚、6 脚、8 脚和 4 脚/5 脚 4 个输入信号的控制，从 16 脚输出 PWM 触发脉冲，以驱动外接的功率开关管 MOSFET。

APFC 升压变换电路输出的直流电压经电阻 R_{15}、R_{16}分压后，取样电压进入 IC_1 的 11 脚，然后输送到 IC_1 内部的电压放大器上。IC_1 的 11 脚与电压放大器输出端（7 脚）之间外接反馈电容 C_8，C_8 的作用是抑制直流高压里的 100Hz 纹波。11 脚的门限电压是 7.5V，输入偏置电流是 0.5mA。为了使输出电压的偏移量最小，一般的办法使电压放大器在不变的低频频带下运行。

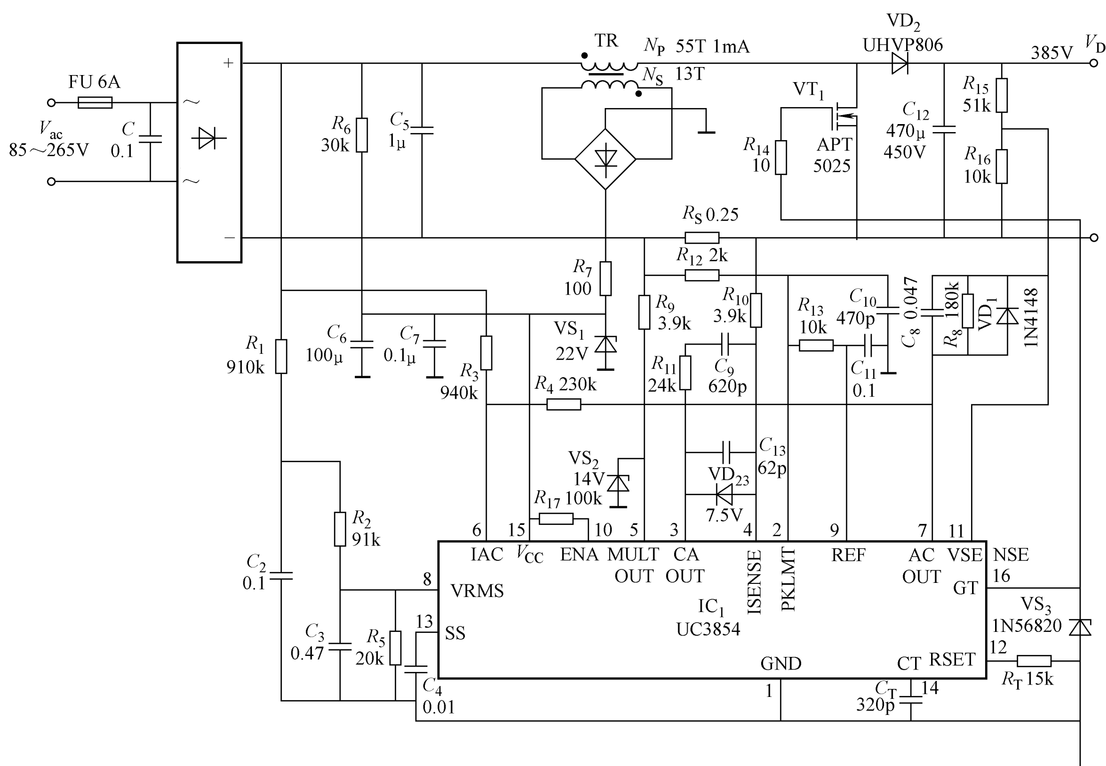


图 7-15　UC3854 在 250W 升压式 APFC 调整器中的应用电路原理图

由图 7-15 可知，桥式整流后的脉动电压经分压送到 IC_1 的 6 脚，输入到内部的乘法器中，并与电压放大器的输出信号相乘，然后产生一个电流控制参考信号，这就是为输入电源的电流波形跟随交流输入电压而变化的控制信号。6 脚电路上的输入电平由电阻 R_3、R_4 分压决定，一般设定在 6V。从原理上讲，输送到 6 脚的是电流信号而不是电压信号，一定要将电流信号转换为电压信号。流入 6 脚的电流在 0～400μA 的峰值之间变化，因此可以确定电阻 R_3、R_4 的阻值大小：

$$R_3=\frac{V_{IN(max)}}{I_{IN(max)}}=\frac{\sqrt{2}\times 265}{400\times 10^{-6}}\Omega\approx 937\text{k}\Omega\text{，取}940\text{k}\Omega$$

R_4 按 R_3 阻值的 1/4 选取，可选用 230kΩ 电阻。

以 UC3854 为代表的 APFC 升压调整器的一个重要特点就是交流输入电压的范围可以从美国的 85V 低电压变化到欧洲的 260V 高电压，可以说这个供电范围能满足全球各国电源供电要求。在输出功率保持不变时，利用前置馈线电路的调整技术，可在交流输入电压大幅度变化的情况下，保持输出功率不变。为什么？经过全桥整流的脉动电压平均值和有效值电压加到 IC_1 的 8 脚，被 IC_1 内部功能二次方后，在乘法器上作为除数，所以使升压调整器的输出功率保持不变。

电流传感电阻 R_S 两端的电压加到 IC_1 的 4 脚和 5 脚之间，用来检测变换电路输出的大小，促使控制器进行正确控制。另外，IC_1 中的电流放大器具有比较大的低频放大增益，能使交流输入电流紧跟交流输入电压正弦波的变化。电流放大器在 500Hz 上有个零点，也就

是说，电流输入在 500Hz 的位置上没有增益，低于或高于这个频率时有 18dB 的电流放大增益。IC_1 的 5 脚是乘法器的电流输出端，其输出电流随 6 脚的输入电流和 7 脚的输入电压的变化而变化，也随 8 脚输入电压的二次方的增大而减小。14 脚的 C_T 和 12 脚上的 R_T 决定 UC3854 的 PWM 的振荡频率。设定振荡器的工作频率为 100kHz，若取 $R_T = 15\text{k}\Omega$，乘法器输出的最大电流则为

$$I_{M(max)} = \frac{-3.75\text{V}}{R_T} = \frac{-3.75\text{V}}{15\text{k}\Omega} = -250\mu\text{A}$$

从乘法器的 5 脚流到传感电阻 R_S 的最大电流为

$$I_{S(max)} = \frac{I_{M(max)}R_9}{R_S} = \frac{250\mu\text{A} \times 3.9\text{k}\Omega}{0.25\Omega} = 3.9\text{A}$$

从图 7-16 内部结构框图来看 IC_1 的 9 脚的电源电压接通后必须达到 2.5V，片内的驱动脉冲由 16 脚输出，送到开关功率管 VT_1 进行功率放大。一旦调整器出现故障，片内的频率振荡器就立即停振，关闭 MOSFET 的栅极驱动信号，实施异常保护。电容 C_{11} 向 IC_1 的 9 脚能提供软启动延时时间，防止启动时大电流的冲击。15 脚除了向 IC_1 提供工作电压之外，还起着输入电源电压的欠电压保护功能。10 脚可以不用，若在 10 脚与 15 脚之间串接一只 100kΩ 的限流电阻，将起着过电压保护作用。

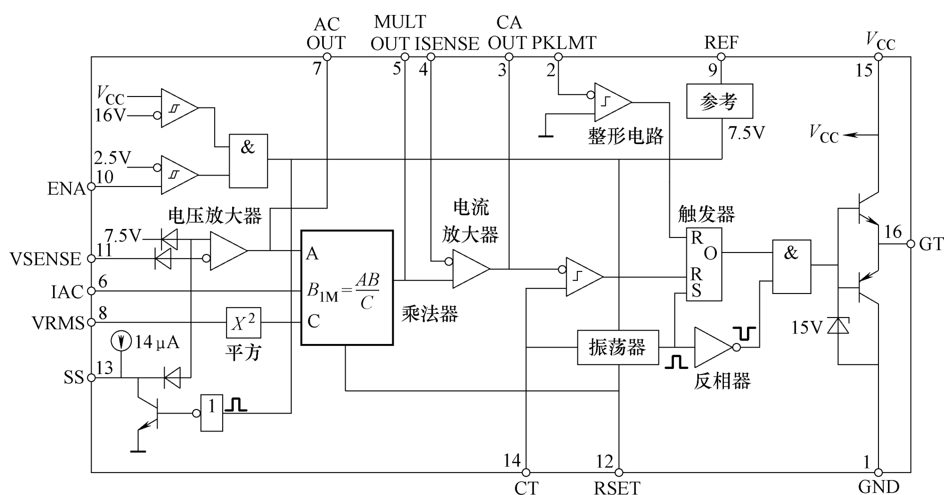


图 7-16　UC3854 内部结构框图

如果 IC_1 的 V_{CC} 供电电压太低或由于其他某些原因而影响 IC_1 的正常工作，13 脚将维持“地”电位。当 IC_1 里的 V_{CC} 正常后，13 脚将被内部的 14μA 电流充电到 8V 以上。如果该脚电压低于 7.5V 的基准电压，则电压放大器有 7.5V 参考电压输入。在出现故障的情况下，电容 C_4 将迅速放电，将电压放大器输入的 7.5V 基准电压快速降下来，使 PWM 驱动输出关闭，起着变换电路保护作用。图中 2 脚用于限制峰值电流，它的门限电压为 5V，电流传感电阻两端的压降为

$$V_S = \frac{V_{REF}R_{12}}{R_{13}} = \frac{7.5 \times 2}{10}\text{V} = 1.5\text{V}$$

流过电流传感电阻的最大电流 $I_{S(max)}$ 为

$$I_{S(max)} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{1.5}{0.25}\text{A} = 6\text{A}$$

开关功率管 MOSFET 在导通期间，只有流过电流传感电阻 R_S 的电流达到 6A 时，IC_1 的 2 脚门限电压将达到 5V。在 2 脚到地之间连接一只 470pF 的电容 C_{10}，它的作用是滤除高频信号噪声。

采用 UC3854 设计的升压式 APFC 调整器具有的功能较多，保护性能完善，适合在 200W 以上的开关电源中作 APFC 电流平均法升压式变换电路。原理图上似乎电路结构比较复杂，但实际上所需要的元器件并不是很多，成本也并不高，是目前比较理想的选择。

7.3.3　ML4813 用滞环电流控制法电路设计

反激式 APFC 调整器适用于小功率开关电源及节能灯电子镇流器的功率因数校正。如果要求 APFC 变换电路具有隔离功能或者输出电压低于输入电压，则采用反激式 APFC 电路是适宜的。

ML4813 是美国微线公司推出的产品，这种控制器采用 16 脚的脚位排列，片内具有振荡器、误差放大器、电流限制比较器、PWM 比较器、过电压比较器、欠电压封锁电路等。ML4813 的内部结构如图 7-17a 所示，其引脚排列如图 7-17b 所示。

ML4813 的 1 脚和 3 ~ 8 脚是 −0.3 ~ 5.5V 的模拟电压输入端，驱动输出最大峰值电流达

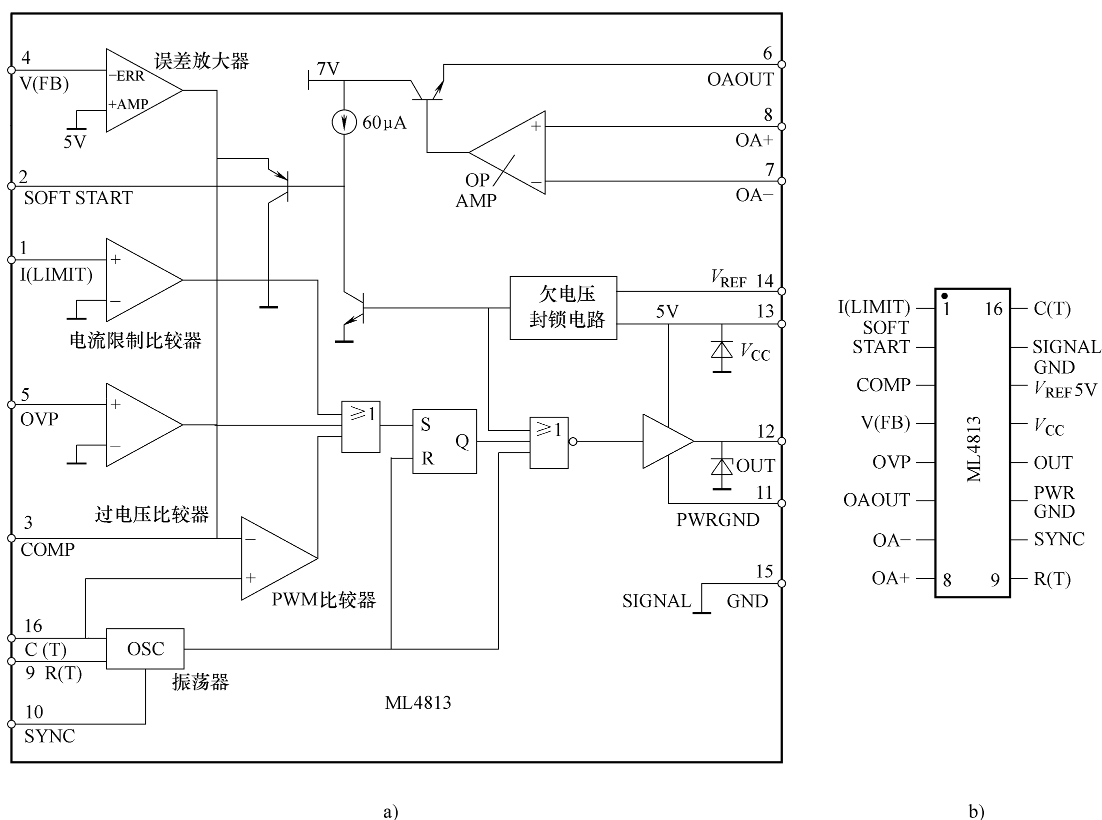


图 7-17　ML4813 的内部结构及引脚排列图

1A。启动门限电压为16V ±1V，关断阈值电压为10V ±0.5V，启动电流为0.8mA，电源工作电流为20mA，IC振荡器的最大充电电流为5mA。该芯片的功能比一般芯片要强。

图7-18a所示的是将ML4813作为APFC控制电路的电感电流不连续传导的反激式APFC变换电路。作为一个电压型调整控制器，通过不改变占空比，迫使电源输入电流跟踪交流输入电压的变化，而且相位角几乎等于零，其结果是整个反激式APFC控制电路的阻抗呈纯电阻性，系统功率因数近似于1，并且只需在电源电路中使用很小的电感量和很少的外部元件，便可使开关电源的性能得到提高、体积得以缩小。

图7-18　ML4813作为控制器的反激式APFC变换电路

由图7-18a可知，该电路是非隔离式APFC电路，它的负输出 $V_{OUT(-)}$ 即桥式整流输出电压，也为反激式变换电路的输入电压。正输出端电压 $V_{OUT(+)}$ 叠加于 $V_{OUT(-)}$ 之上，如图7-19所示。$V_{OUT(-)}$ 与 $V_{OUT(+)}$ 的方向相反，幅值相等。

晶体管 VT_1、VT_2，电阻 R_{11} ~ R_{13} 以及 VD_7、VD_5 组成启动电路，首先开关管 VT_2 导通，对电容 C_8 快速充

图7-19　反激式APFC输出电压

电。当 C_8 的充电电压达到 IC_1 的门限电压（16V）后，IC_1 被启动，变压器 TR 的二次绕组 N_S 便产生电压，二极管 VD_7 和电解电容 C_8、C_9 组成整流滤波回路，其输出电压供给 IC_1 的 13 脚，作为工作电压。变换控制器从通电至 IC_1 被启动的时间为 0.7s。若用一只 39kΩ 的电阻代替启动电路（图中点划线内的有源电路），可以降低成本，减少元器件，只是启动时间太长。在输入电压为 85V 的条件下，启动时间长达 12s，这是不允许的，可在 39kΩ 电阻上并联一只正向二极管或减小 C_8 的容量，如图 7-18b 所示。

功率驱动开关管 VT_3 工作在不连续电感电流传输模式下，它通过 ML4831 的 12 脚来控制 VT_3 的栅极。VT_3 在导通期间，变压器 TR 的一次绕组 N_P 的电感开始储存能量；当 VT_3 截止时，N_P 所储的电能向电容 C_4 充电，流经 N_P 的电流为三角波。在 VT_3 导通期间，供电电源通过 N_P 的电流从零值又上升到峰值。这一作用过程始终在控制开关管占空比的作用下进行。峰值电感电流的大小主要决定于全波整流的瞬时电压值。开关功率管 VT_3 关断，N_P 中的峰值电流由顶端向下降落到零。峰值电流一旦回落到零，下一个周期即由此开始。如图 7-20 所示，电感峰值电流是 VT_3 开关三角波的包络线。平均电流是峰值电流的 2/3 左右。

功率开关管 VT_3 导通时间的长短与 IC_1 内部的 PWM 比较器、误差放大器及变压器一次电感量 L_P 等有关。从图 7-20 可以看出，整流输出的电流即为三角波开关电流的平均值，它的波形为正弦波，其平均电流实际上即为交流输入电流。

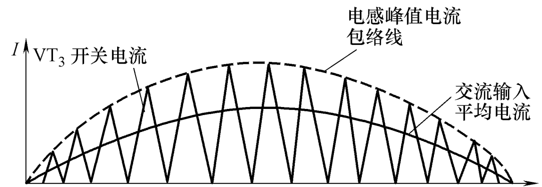


图 7-20　反激式 APFC 电路电感电流波形

电感峰值电流可以由下式求出：

$$I_L = \frac{V_{IN} t_{on}}{L_P} \tag{7-13}$$

式中，I_L 为电感峰值电流（A）；V_{IN} 为瞬时交流输入电压，为 $\sqrt{2}V_{IN(PK)}\sin\theta$；$t_{on}$ 为功率开关管导通时间（ns）；$V_{IN(PK)}$ 为输入峰值电压（V）。

电感峰值电流的包络呈正弦波，若包络的波峰电流为 I_{PK}，那么 I_L 为

$$I_L = I_{PK}\sin\theta \tag{7-14}$$

根据式（7-13）和式（7-14），开关功率管的导通时间为

$$t_{on} = \frac{I_L L_P}{V_{IN}} = \frac{L_P I_{PK}\sin\theta}{\sqrt{2}V_{IN(PK)}\sin\theta} = \frac{L_P I_{PK}}{\sqrt{2}V_{IN(RMS)}} \tag{7-15}$$

式中，$V_{IN(RMS)}$ 是交流输入电压的有效值。开关电流的平均值可以用下式表示：

$$I_{AVG} = \frac{t_{on}}{2T} I_{PK}\sin\theta \tag{7-16}$$

式中，T 为开关周期。

将式（7-15）代入式（7-16），可得：

$$I_{AVG} = \frac{L_P I_{PK}^2}{2\sqrt{2}TV_{IN(RMS)}} \tag{7-17}$$

从式（7-16）可以看出：开关电流平均值呈正弦波形，并且与输入电压同相位，平均电流的峰值 $I_{AVG(PK)} = \dfrac{L_P I_{PK}^2}{2\sqrt{2}TV_{IN(RMS)}}$，结果与式（7-17）相同。平均电流峰值也可以用下式表示：

$$I_{AVG(PK)} = \frac{\sqrt{2}P_{IN}}{V_{IN(RMS)}} \tag{7-18}$$

根据式（7-17）和式（7-18），可以得到输入功率 P_{IN} 的表达式：

$$P_{IN} = \frac{1}{4}L_P f I_{PK}^2 \tag{7-19}$$

即开关电源输入功率的大小与变压器的一次电感、工作频率以及峰值电流的二次方成正比。

为了保证控制变换电路的最好工作特性和最小电感峰值电流，电感电流应在最低交流输入电压和满负荷输出的基础上进行运行，才能称得上最佳反激式 APFC 调整控制器。因此，要求最小电感峰值电流要保证变换电路的最佳工作特性。

$$I_{PK} \leqslant \frac{V_{INPK(min)}V_{OUT}}{fL_P(V_{INPK(min)} + V_{OUT})} \tag{7-20}$$

式中，$V_{INPK(min)} = \sqrt{2}V_{INRMS(min)}$，实为最低交流输入电压；$V_{OUT}$ 为反激式变换电路的输出电压。

根据式（7-19）和式（7-20），可以确定反激式变压电路的一次电感的最大值：

$$L_{P(max)} \leqslant \frac{V_{INPK(min)}^2 V_{OUT}^2}{4fP_{IN}(V_{INPK(min)} + V_{OUT})^2} \tag{7-21}$$

只要根据式（7-21）计算出电感值，就可以保证 APFC 调整器在不连续模式下工作。相反，如果调整器在连续模式下工作，就会使输入电流不呈现出正弦波。在设计中要注意的是，选用电感值一定要比式（7-21）的计算值小 15% 左右。反激式 APFC 调整电路中的变压器 TR 不但为电路提供不连续模式下的电感电流，还为 IC_1 提供电源工作电压。如果变压器磁心采用飞利浦公司生产的 3019 PL00-3FC 型带隙铁氧体磁心，那么变压器的一次绕组匝数为 56 匝，二次绕组则为 5 匝。

ML4831 的 4 脚是误差放大器的反相输入端，APFC 调整器输出的电压调整信号经过控制环路进入该端。同相输入在 IC_1 内与 5V 基准电压相接，误差放大器的反相输入端接入反馈信号，误差放大器便产生一个误差电压输入到 PWM 比较器进行脉宽调制。输出电压 $V_{OUT(-)}$ 和 $V_{OUT(+)}$ 分别经过电阻 R_1、R_3 通过 IC_1 的 7 脚和 8 脚输送到差压放大器，放大信号由 6 脚输出。

变换电路的输出电压（V_{OUT}）是由 IC_1 内的基准电压（$V_{REF} = 5V$）和控制回路中的电阻决定的：

$$V_{OUT} = \frac{5R_1R_6}{(R_1 + R_2)(R_5 + R_6)}\left(\frac{R_3}{R_7} + 1\right)$$

将电路中的阻值代入上式，得到：

$$V_{OUT} = 5 \times \frac{200}{200 + 800} \times \frac{800}{800 + 4} \times \left(\frac{800}{4} + 1\right)V = 200V$$

IC_1 的 5 脚用于检测输出电压，当 5 脚检测到输出电压低于 $1.12V_{OUT} = 1.12 \times 200V = 224V$ 时，经过片内运算放大器处理后输出电压增大，片内驱动晶体管输出电压升高，6 脚输出至误差放大器和比较器的电压升高。R_{17} 和 VD_8 的作用是提高电路的功率因数，提高抑制由于开关管的漏极所产生的寄生电容与电路电感而引起的振荡的能力。有时还会出现以下情况：在开关周期开始时，电感电流使电流正弦波起点非零化，从而引起交流输入电流波形失真，谐波含量升高。R_{17} 和 VD_8 能有效地抑制电感振铃而引起的电流波形失真，提高功率

因数。

7.4　无源功率因数校正电路设计

交流供电的功率因数是在电流波形无失真的情况下给设备用电电源以高功率因数动力的供电。影响功率因数的原因有两个：一是交流输入电流波形的相位移动，二是输入交流电流波形改变失真。按照美国“能源之星”认证标准，住宅用 SSL 灯具功率因数 $\lambda \geqslant 0.75$（$P >$ 5W），商业用 SSL 灯具（含 LED 路灯）$\lambda \geqslant 0.90$。国际电工委员会 IEC 61000-3-2-2005 标准将功率因数分为 4 大类：照明调光输入功率大于 25W，其 $\lambda = 0.99$ 时，LED 照明 3 次谐波小于 29.7%，5 次谐波小于 10%，7 次谐波小于 7%。

7.4.1　无源功率因数校正电路的基本原理

我们知道，开关电源输入整流滤波电路所采用的整流二极管和滤波电容均属于非线性元器件，整流二极管的导通角仅有 54°，由此将使输入电流波形宽度只有 3ms（满度 10ms）如图 7-1 所示。

图 7-21 所示为一种“三阶填谷”无源 PFC 电路。输入电压经 EMI 低通滤波进入桥式整流电路后面串接一个二极管和电容组成的“填谷电路”，其特点是，电路简单无需开关管和控制集成电路，是利用桥式整流后的“填谷”来增加整流二极管的导通时间，延长电流波形的宽度，使其输入电流波形变为接近正弦波的波形，将功率因数提高到 0.9 以上，显著地提高了功率因数，使输入电路中不需要大的元器件和比较均化 IC 电路。但是，这种“填谷电路”会增加电源的损耗，因此，仅适用于 20W 以下的低成本 LED 驱动电源，无法满足欧洲标准对谐波指标的要求，它所产生的谐波频率远高于 150Hz，但这种谐波不会对 LED 驱动电源带来影响。从图 7-21 可知，无源 PFC 校正电路使用 7 只二极管、4 只电解电容和 1 只电阻，要求 $C_1 \sim C_3$ 3 只电解电容的容量必须相等，1 只电阻的阻值不能太大（10Ω 以内），并且有足够大的功率，它的作用只是限制 3 只电容的冲击电流，抑制电路的自激振荡。电解电容的作用是延长输入电流的持续时间，增加整流二极管的导通时间，扩充整流电流的脉宽，使之脉形近似正弦波，这样波形从尖峰脉冲电流波形的“谷区”得到了“填平”，所以，这种 PFC 校正电路称为填谷电路。图 7-21 所示电路为 3 次填谷，称为“三阶填谷”电路。

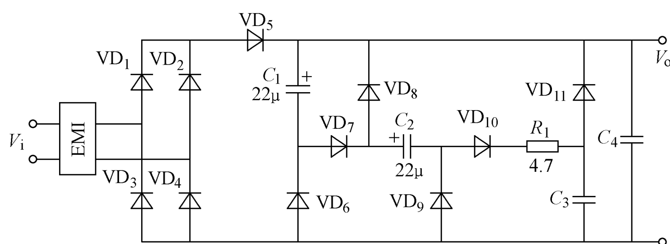


图 7-21　三阶填谷电路

7.4.2　无源功率因数校正电路设计

无源 PFC 电路具有以下优点：

1）电路简单，成本低，调试方便。以图 7-22 所示电路与 LNK306P 相匹配，可将功率

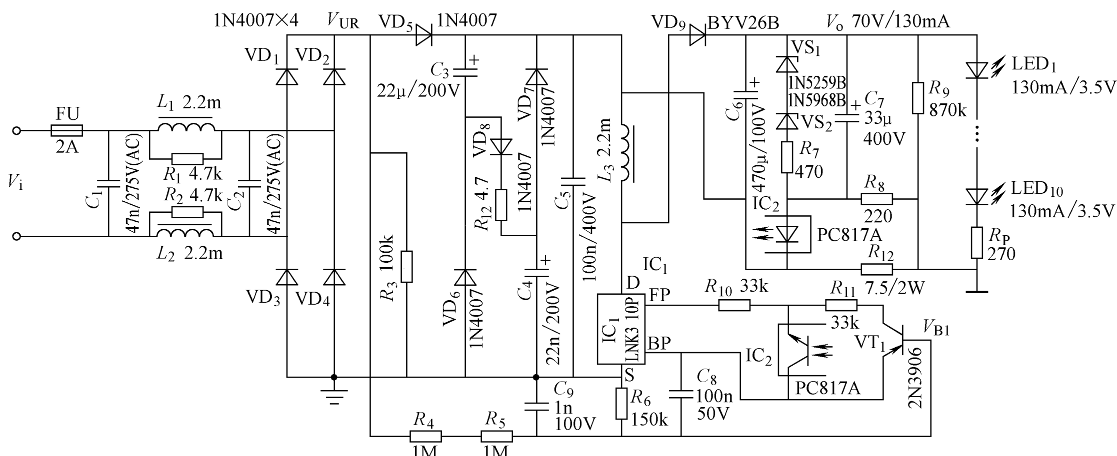


图 7-22　无源 PFC 校正 LED 高压驱动电路

因数提高到 0.95，最高可达 0.97。

2）利用晶体管 VT_1 可实现欠电压保护，使用元器件少。

3）图中 L_3 为升压/降压储能电感。功能转换器 IC_1 里的 MOSFET，在关断期间，将 L_3 的电能向负载输送；在导通期间，电容 C_7 将向负载放电，电路在整个工作周期里，负载将会到恒定的电流。

4）稳压管 VS_1、VS_2 是过电压保护电路。当负载开路时，两只稳压管可将输出电压钳置在 75V 左右，具有实在的过电压保护作用。在开路期间，电容 C_6 上的电能通过电阻 R_9 向地泄放。C_7 为降噪电容。

5）欠电压保护电路由 $R_3 \sim R_6$、C_9 和 VT_1 组成，整流脉动电压 V_{UR}，通过 R_4、R_5 降压、R_6 分压，又经 C_9 滤波所获的直流电压加到 VT_1 的基极上。当交流输入电压 V_{UR} 过低时（V_{B1} 低于 5.1V），则 VT_1 导通，使晶体管的集电极电流流入 IC_1 的 BP 脚，立即使其 IC_1 的 MOS 管关断，起到欠电压保护的作用。

1. 输入最低电压 $V_{i(min)}$ 的计算

$$V_{UR} = V_{i(min)} = V_{B1} \cdot \frac{R_4 + R_6 + R_5}{R_6} = 5.1\text{V} \times \frac{1\text{M}\Omega + 1\text{M}\Omega + 150\text{k}\Omega}{150\text{k}\Omega} = 73\text{V}$$

调整电阻 R_6 的阻值，可以知道输入电压的最低欠电压保护值的大小。

2. 电感 L_3 的计算

在 PFC 电路中，磁性元件对电路性能影响较大，计算所涉及的因素很多。一般在高频条件下工作的 APFC 电感的磁心是铁硅铝磁粉心，其饱和磁通密度较高，不用开气隙，不产生电磁干扰。有多种方法可计算 PFC 电路的电感。采用 AP 法确定磁心规格，再计算电感的储能量 E_L：

$$E_L = \frac{LI^2}{2} = \frac{L}{2}\left(I_{PK} + \frac{\Delta I}{2}\right)^2 = \frac{0.000762}{2} \times \left(10.5 + \frac{2.1}{2}\right)^2 \text{W} = 0.051\text{W}$$

计算面积 A_P：

$$A_P = \frac{2 \times E_L \times 10^8}{K_o \cdot B_w \cdot \text{J}}$$

式中：B_W 为磁心磁感应强度，取 $B_W = 0.4\text{T}$，K_o 为窗口使用系数，取 0.4，J 为电流密度，取 500A/cm^2 代入上式，算得 $A_p = 12.75\text{cm}^2$，选用 EE22 磁心。

计算静态电感 L_3：

$$L_3 = \frac{0.4\pi MN^2 \cdot A_e}{L_e \times 10^5}$$

式中，M 为磁心磁导率，$M=60$，N 为匝数，取 $N=60$，A_e 为磁心截面积，$A_e=36\text{mm}^2$，L_e 为磁心磁路，$L_e=44\text{mm}$。

代入上式

$$L_3 = \frac{0.4 \times 3.14 \times 60 \times 60^2}{44 \times 10^5} \times 36\text{mH} = 2.22\text{mH}$$

上式 L_3 为静态电感，要求储能电感的铁损、铜损、磁感应强度满足设计要求。

7.5　电源效率

效率是指一个用电设备的输出功率与输入功率之比即 $M=\frac{P_{out}}{P_{in}}$。功率是指单位时间，电力对物体所做的功，$P=VI$，它是用电设备所消耗的电流与电压的乘积。

7.5.1　高频变压器性能的提高

高频变压器是开关电源进行电能转换的动力，是决定其性能好坏的重要部件，它影响着开关电源的功率、效率和质量等。变压器在开关电源电路里起着磁耦合、传送能量、储存电能、抑制尖峰电压和尖峰电流的作用。另外，它还与电路电容构成频率振荡器，产生谐振，调整控制输出电压，实现电压的升降。所以说，设计开关电源不如说是设计高频变压器，设计高频变压器是设计开关电源的基础，是核心。

高频变压器的设计项目包括：

1）直流输入电压参数：输入电压的最小值 $V_{1(min)}$、输入电压的最大值 $V_{1(max)}$、一次电流 I_P、最大占空比 D_{max}的选用与计算，一次平均电流 I_{AVG}的设计与计算，峰值电流的计算，脉动电流 I_R 的计算，有效电流 I_{ms}的计算，一次电感 L_P 的计算，一次匝数 N_P 的计算。

2）二次参数：二次匝数 N_S 的计算，二次电流 I_S 的设计与计算，一次、二次线径的计算与核对，一次、二次电流密度 J 的检查与核对。

3）高频变压器磁心结构的选用：磁心大小与结构形式的选用，磁心有效截面积 A_e、磁心窗口面积 B_e、有效磁路长度 l、磁心气隙宽度 δ 的计算。

4）骨架的配置与计算：骨架的绕组宽度 b、安全隔离边距 M、一次绕线层数 d 等。

在这些项目中有些是需要查表的，有些是由产品参数给定的，有些是设定的，具体参见 4.4.4 节中的有关实例。

设计高频变压器要注意减少漏感、集肤效应和邻近效应，因为这 3 条是影响变压器性能的重要因素。在开关电源指标允许的范围内，应增加一次电感 L_P，减小一次峰值电流 I_P 和有效电流 I_{rms}，其目的是使高频变压器在连续模式下工作，降低变压器在运行中的损耗。此外，高频变压器的漏感的电能与一次峰值电流 I_P 的二次方成正比，这种电能在每个开关周期内被消耗。需要知道，减小有效电流 I_{rms}，除增大一次电感外，还必须降低钳位保护电路上的电能损耗，所以钳位保护电路上的元件要仔细选用。降低漏感、减少集肤效应已经在变压器设计中讲了很多，先进的绕制工艺是最有效的。

选用合适的磁心材料和恰当的结构形状是保证电磁能有效传送、降低铁心发热量、提高变换效率最为重要的一环。当然大的磁心可以降低铁损，但是过大的磁心不但浪费资源，还会使脉冲传输信号产生失真、工作失调。在设计、选用磁心时要使铁心的铁损与绕在铁心上的漆包线的铜损相等。正确地使用漆包线线径，正确地选用工作频率以及占空比是提高高频变压器性能的有效措施，不要只注重输出功率与磁心截面积的直接关系，还要注重磁心的材料特性、变压器的形状（表面积与体积的比率）、表面的热辐射、允许温升、工作环境和变压器的工作频率等，不能把输出功率与变压器的大小简单地联系起来。要借助磁心生产商提供的特定磁心计算图表和某些特殊的计算公式，对高频变压器的对流冷却、工作频率和工作温度等关系曲线进行正确的选用和计算。

变压器的绕制是值得重视的，有了完好的制作材料、正确的设计数据，不一定能制造出性能最佳的高品质的高频变压器。高频变压器的绕制过程也是一门专用技术。高频变压器匝线的排列、绕线的松紧、引线的长短以及层间、匝间所垫绝缘层的材料和层数等，对决定变压器匝间分布电容、交流电感量的漏感、直流损耗、交流损耗起着非同小可的作用。尖峰电压高、纹波电流大、高频变压器发热量高与绕制变压器的工艺有直接关系。如果电路允许，采用堆叠式绕法能改善轻载时的稳压性能，降低成本，使 PCB 排线和引脚更加方便简单；采用“三明治”绕法能加强磁耦合能力，减少二次绕组对反馈绕组的干扰，对一次绕组的漏感起到屏蔽作用。

最后是高频变压器的屏蔽问题。高频变压器是向外发射高频电磁信号的发生源，同时也是影响电磁兼容性的一个最大的难点。仅对高频变压器来说，屏蔽显得十分重要，如果一台完好的开关电源在测试中各种技术参数都符合要求，只是电磁干扰（EMI）和射频干扰（RFI）过不了关，那么这台开关电源就是废品。消除这两种干扰的最好办法就是屏蔽，高频变压器的屏蔽有层间屏蔽和变压器整体屏蔽两种，这两种屏蔽对抑制电磁干扰和射频干扰是行之有效的。

7.5.2　开关电源效率的提高

1. 一般原则

1）所设计的开关电源应工作在最大占空比（D_{max}）下。对于 85 ~265V 交流输入电压；D_{max}值选 60%；对于 100V/115V 交流输入电压，D_{max}值选 40%；对于反激式变换电路，D_{max}值选 50%；对于正激式变换电路，D_{max}值选 45%；其他形式的变换电路一般都选 50%。

2）降低一次电感 L_P，以减小一次峰值电流 I_P 和有效电流 I_{RMS}。高频变压器应工作在连续模式下，不要运用不连续模式。

3）高频变压器的二次侧应采用多股并联的“三明治”绕制方法，最好不用逐步分离式绕法。

4）选用低损耗的磁心材料。在安装空间允许的条件下尽量选用较大尺寸的磁心，同时还要选用合适的磁心形状。

5）整流桥的输出电流必须大于开关电源的额定电流，否则电源的功率损耗增大、效率下降，严重时达不到所设计的输出功率。

6）为了抑制尖峰电压和电磁干扰，电源必须设有一次侧钳位保护电路和电磁干扰滤波器。

7）电源整流电路中滤波电容的容量和耐压值要有一定的富余量。交流输入电压为 85 ~

265V 时，选用电解电容的容量与输出功率有一定的比例，这时可选用 3.3μF/W 电容；固定输入电压为 110V/115V 时选用 2μF/W 电容；对于 230V 交流输入电压，选用 1.5μF/W 电容。

8）二次侧输出整流二极管的标称电流是连续输出电流典型值的 3 倍；整流二极管的标称电压是连续输出工作电压的 2 倍。整流二极管的反向恢复时间越短越好，一般在 10ns 以下，宜选用肖特基二极管。

2. 具体原则

（1）从电路设计开始

选用合适的工作频率（f）、恰当的占空比 D_{max}。长期工作实践证明，工作频率的高低对开关电源的工作性能有很大的影响。开关电源的各种变换形式对工作频率的要求也不一样。各种变换形式的实例已在第 3 章作了阐述。

只有适量地提高一次电感 L_P，才能提高电源的效率。这是因为一次电感 L_P 增加后，可以降低一次峰值电流 L_P 和有效电流 I_{RMS}。这样通过变压器耦合，使二次侧输出至整流二极管和滤波电容的损耗下降，同时还能使变压器漏感的能量损耗下降。有公式：

$$P_o = \frac{1}{2} f L_P I_{PK}^2$$

式中，f 是开关电源的工作频率；I_{PK} 是变压器一次侧的峰值电流；L_P 是变压器一次电感；P_o 是开关电源的输出功率。

上式表明，输出功率与高频变压器的一次电感成正比关系。需要指出的是，增加了一次电感 L_P 之后，也减少了 I_{RMS}，其结果还必须降低开关管漏极保护电路上的损耗，所以在设计开关电源电路时，还应设计由瞬态电压抑制器和超快速恢复二极管组成的缓冲网络吸收回路。它的作用一方面是吸收变压器一次侧的漏感和二次侧对一次侧的反向漏感；另一方面是保护开关功率管免受反向峰值电压对其造成的损坏。

（2）元器件选择

在研制开关电源时，不仅要设计好开关电路，还必须正确地选用元器件。这些元器件大致包括：一般元器件，这里有电阻、电容、整流桥或整流二极管、晶体管、稳压管等；特殊的半导体器件，有可调式精密稳压源 TL431、瞬态电压抑制器 TVS、超快速恢复二极管 SRD、肖特基二极管 SBD、电磁干扰滤波器、光耦合器、熔断电阻器、自动恢复开关、负温度系数热敏电阻等；开关电源集成控制芯片，它将各种功能、多回路控制电路集成在一块芯片上；最后是磁性材料，这种材料常用在脉冲变压器的磁心、输出滤波电感的磁棒、输出电路上的磁珠、高频变压器上的铁氧体磁心中。要全面地了解所有元器件的特点、种类、主要参数以及选用的原则。比如说，开关电源输入电路的 EMI 滤波电容、钳位电路的电容应该选用耐高温、耐高压的陶瓷电容或聚酯薄膜电容。开关功率管一般选用 MOSFET 或 IGBT。二次侧输出整流二极管应选用超快速恢复二极管或肖特基二极管。

（3）高频变压器的制作工艺

降低高频变压器的损耗，是提高电源效率的一项重要措施。一个高性能的高频变压器应该具有较小的铜损和铁损。所谓直流损耗就是铜损。为了降低铜损，应使用较粗的铜线。这是因为：

$$P_{Cu} = I_P^2 (R_P + R_S')$$

式中，P_{Cu} 为高频变压器的铜损（W）；R_P 是高频变压器一次侧直流电阻（Ω）；R_S' 是高频变

压器一次侧高频率工作的阻抗（Ω）。

可见，变压器线绕电阻越大，铜损也越大。

交流损耗是由于高频电流的集肤效应所产生的损耗。高频电流通过导线时，按右手定则，将在导线上产生逆时针方向的磁力线，磁力线也将引起涡流。这样加大了导线表面电流，抵消了中心电流。这种电流在导线表面流动，中心无电流的现象称为集肤效应。由于磁动势最大的地方是邻近的周围，因此称之为邻近效应。集肤效应的集肤深度为

$$\Delta l = 6.61\frac{K}{\sqrt{f}} = \frac{K_m}{\sqrt{f}}$$

式中，Δl 为穿透厚度（mm）；$K = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \rho_C}}$，为材质常数，在 20℃时铜的 K 值取 1；ρ 为工作温度下的电阻率；ρ_C 为铜在 20℃时的电阻率，取 $1.724 \times 10^{-6}\Omega \cdot cm$；$\mu_r$ 为导磁材质的相对磁导率，非导磁材质的 μ_r 值为 1；f 为高频变压器的工作频率（Hz）；K_m 为物质和温度有关的常数（例如铜在 100℃时，$K_m = 75$；20℃时，$K_m = 65.5$）。

上式说明，选用高频变压器导线时不能只注意电流的大小，还要根据高频变压器的工作频率以及绕制变压器的有效参数来确定。

所谓铁损是指高频变压器的磁心损耗。这种损耗也使得电源的效率降低。铁损是指选定磁感应强度下单位体积的铁损与铁心体积的乘积：

$$P_{Fe} = P_V V_e$$

式中，P_V 是单位体积的铁损（W/cm^3）；V_e 是磁心体积（cm^3）。

铁损很难计算得十分准确，一般只是凭经验估计。如高频变压器在连续模式下工作，它的工作频率在 100kHz 时，铁损为 30～50mW/cm^3。

为了降低铁损，在开关电源空间允许的条件下，可适当选用较大尺寸的铁氧体磁心。选用时还要注意的是：磁性材料经充磁后很容易退磁（即我们所说的软磁性），其矫顽力很小，它的本性很脆，所以不能随便碰撞，不然就会破碎。

在绕制变压器时应注意绕制工艺，“三明治”绕法和堆叠式绕法是经常使用的方法。“三明治”绕法是针对二次侧只有一路输出的高频变压器而言的；堆叠式绕法是针对二次侧有 3 路以上输出且输出电压不同的变压器而言的。还要注意的是绕制变压器的框架两端必须有 2mm 的安全距离，就是所谓的挡墙。每个绕组进、出线的引线要短，并且要有高压套管加套在引出线的端头，这一切为变压器耐高压绝缘打下了基础。当然还要在变压器的级间或层间垫上高强度绝缘胶带。总之，为减小高频变压器的损耗，提高开关电源的效率，必须采用合适的磁心材料、合理的导线线径、恰当的绝缘屏蔽和科学的绕制工艺。这 4 条要求达到了，高频变压器的质量自然也就提高了。

（4）减小高频变压器的漏感

设计高频变压器时必须想办法把漏感降到最小，因为若漏感较大，变压器在工作时产生的尖峰电压的幅度很高，钳位电路的损耗就很大，其结果必然是开关电源的效率下降。怎样减小变压器的漏感？怎样降低反向耦合的峰值电流？

可增加各绕组之间的耦合，尤其是一次侧与二次侧主输出绕组之间的耦合。为了达到这一目的，应减少各绕组之间的绝缘层，增加绕组的高度比，增加绕组的宽度，这些是由所选择的磁心型号决定的。一般 EE 型磁心可以使绕线的宽度大一些，EI 型磁心要小 1 倍。另

外，可减少一次绕组的匝数 N_P，因为一次绕组的匝数少了，一次电感量就小了，自然漏感也就小了。漏感量与一次绕组匝数的二次方成正比。一次绕组的匝数少了，二次输出纹波电压也小。如果设计的一次绕组匝数能以两层或不到两层将所选磁心的长度绕完，这将使一次漏感和分布电容减至最小。所以，采用瘦长磁心而不用胖短磁心就是这个理由。用三重绝缘线时，不需加挡墙，绝缘层之间也不用加绝缘胶带，电流密度大。用三重绝缘线绕制的变压器比用漆包线绕制的变压器的体积要小一半，漏感量大为减小。但是三重绝缘线的成本高，一般要求不高的小功率开关电源不用这种绕线。

对于多路输出的开关电源，一定要使输出功率最大的一个绕组靠近一次绕组，如果两个二次绕组的输出功率都比较大，应当把一次绕组夹在这两组二次绕组中间，只有这样两个二次绕组才能同样得到磁场的强耦合，降低了由于耦合不佳所产生的漏感。“三明治”绕法就是基于这一理论。

在开关电源的工作过程中，由于高频变压器的匝间和层间分布电容的存在，被调制的脉冲高频及电压谐振频率反复进行充放电，被吸收了部分能量，降低了电源效率。分布电容与分布电感形成了 LC 振荡，会产生振铃噪声。一次绕组的分布电容的影响更为突出。为了减小一次绕组分布电容，在设计电路时可将一次绕组的始端接到开关管的漏极或晶体管的集电极上。这一措施可使一次绕组起到屏蔽作用，也减小了分布电容在变压器工作期间产生的振铃噪声和其他一些不好的作用。

开关电源通电后，高频变压器磁心 EE、EC 之间由于产生吸引力而发生位移；绕组电流相互间的引力或斥力也使绕组产生偏移。发生这种位移或偏移的结果是使高频变压器发出音频噪声。为了消除这种音频噪声，就要想办法使磁心不产生位移，通常以玻璃球粘合剂将磁心的两对结合面（磁心的中间磁柱常留有气隙）粘结在一起。这种玻璃球粘合剂是用玻璃球和胶着液按 1:9 的比例配置而成的混合物，在 100℃以上的温度中放置 1h 即可固化。这对磁心发生形变起到固定作用，以免出现偏磁。

开关电源变压器是在高磁场下完成电能传送任务的，泄漏磁场对相邻电路造成干扰是很有可能的。为了防止这种现象出现，可将一个铜片环绕在变压器外部的一端，构成一条屏蔽带。该屏蔽带相当于一只短路环，能对泄漏磁场起到屏蔽作用，屏蔽带应与“地”接通。短路环两端不能直接焊接，应当留有间隙。

高频变压器要尽量降低损耗，尽量减小漏感，尽量降低音频噪声，尽量缩小变压器的体积。

7.5.3　PCB 设计质量的提高

在电源板上元器件的布局，是根据原理图的安排按“T”字形展开的，开关电源的交流进线与二次侧输出线一定要放在电路的对面两头，互为 180°方向放置，切不可成 90°角放置或进线、出线放在同一端。这是危险的，是不安全的，而且对整个电路都将造成传导噪声干扰加大。开关电源的脉冲变压器或 APFC 的电感升压变压器与高频变压器放置时互为 90°。高频变压器的一次侧、二次侧元器件包括整流二极管，要紧靠高频变压器放置。开关脉冲输出信号要远离高压电源，紧靠高频变压器的一次侧，引线不能太长。反馈控制端要靠近地线。开关电源的输入地与输出地之间最少保持 8mm 的净空距离，两地之间可用 4.4nF 的高压聚酯电容（或称 Y 电容）连接，以免电路发生共模干扰。

对于电路板上的走线，要注意两条或三条的平行走线不能太长。不允许两条走线互为

90°穿过对方。所有需要接地的元器件的接地焊盘不宜太多，接地焊盘越少越好。尤其是单片开关电源的源极与反馈绕组的地、自动启动电容以及电源滤波电容应该接在一个接地点上。

开关电源的地线适宜置于电路板的下方，地线不可太长，应该短而粗，并将控制反馈回路包围起来。变压器二次侧引脚焊盘至整流二极管、整流二极管至二次侧滤波电容这段线应该粗一些，最好是在走线的上面镀上一层厚锡，以增加输出电流的流通面积，否则电路板将起层发热，甚至起火燃烧。一般来说，大电流的输出线加粗后，会使电路板的高频涡流减少，散热效果增强，电源的工作效率和负载能力都会得到提高。

印制电路板走线边缘化问题。所谓边缘化是指在一块电路板上，其信号线与地线应尽量走在电路板“顶端”（即边缘），远离高频电路，使信号不受高频信号或大电流信号的影响。但是，所说的边缘不是边线，所有的走线必须离边线有 2～4mm 的距离。只有这样才能使电路板上的元器件不受机壳的影响，保证电源运行安全。

7.5.4　开关电源怎样实现准谐振

所谓准谐振电路是在方波转换器的开关转换瞬间实现极低的损耗，故称为“准谐振”。实现准谐振方式的关键是保证主开关在 V_{DS}的电压极小值时将主开关开通。要检测这个最小值，可采用检测振荡变压器辅助绕组电压的方法，快速地检测开关管 V_{DS}电压的极小值。

MOSFET 各个极存在寄生电容，由于这些电容的存在，在硬开关转换过程中，会产生振荡，这种振荡就是损耗产生的原因。同样，变压器各绕组间、层与层之间，都存在有寄生电容，在一个时钟周期里 MOSFET 的导通和关断会产生很大的电流尖峰，电流尖峰含有很多谐波，从而产生 EMI，污染了环境。

如果不用固定时钟来初始化导通时间，而利用电路测量开关管漏-源极电压的最低值，就在这时启动开关管的导通时间，结果就会由于寄生电容被放电到最小电压，峰值导通电流将会最小化，这时被称为准谐振开关，由于寄生电容没有放电，因此，尖峰电流不会出现。这种电源的调节是通过改变电源的工作频率来实现的。不管当时的负载或电路电压是多少，MOSFET 始终保持电压在低谷时导通，因此，这种模式称为边界条件模式。准谐振也意味着零电压关断损耗。由于规定 FET 会在谷值处进行转换，在某种情况下，可能会增加源-漏极间电容，以降低源-漏极电压的上升速度。较慢的源-漏极电压上升时间，会降低 FET 关断时漏极电流和漏极电压之间的电压/电流交叠，使得 MOSFET 的功耗更小，从而降低其开关管温度增强的可靠性。

实现零电压导通，这是减小开关损耗，降低 EMI 噪声最好的措施。一般只要增加磁通复位检测功能（通常是利用辅助绕组来实现），以便在检测到振荡电压达到最低点时打开开关管。但问题是工作频率是变化的，从而影响了设计参数的准确。设计参数包括：变换器的工作频率f_s；一次绕组最大峰值电流 $I_{P(max)}$；最低输入直流电压 $V_{i(min)}$；一次绕组电感量 L_P：二次绕组到一次绕组反激电压 V_{OR}等。在准谐振模式下，工作频率f_s 是变化的，因而影响了 $I_{P(max)}$和 L_P 无法确定。图 7-23 所示为变换器 MOSFET 的漏极电压在一个周期的漏极电压波形，由图可见，工作周期由 3 部分组成：T_{ON}、T_{OFF}、T_W。当开关管导通时，一次绕组有电流流动，电流将以 V_{IN}/L_P 的斜率增大。当电流达到 $L_{P(max)}$时，控制器将开关管关断。开关管的导通时间 T_{ON}由下式确定：

$$T_{ON}=I_{P(max)}\frac{L_P}{V_{IN}} \tag{7-22}$$

开关管关闭后，存储在变压器的能量将被传递到二次绕组。T_{OFF}代表了二次绕组吸收能量的过程，

$$T_{OFF}=\frac{L_S\cdot I_{ps}}{V_{out}+V_{DS}} \tag{7-23}$$

式中，L_S 为二次绕组电感量，I_{ps}为二次绕组峰值电流，V_{out}为输出电压，V_{DS}为开关管漏-源极电压降。

设变压器一、二次匝数比为 N，即

$$N=\frac{N_P}{N_S} \tag{7-24}$$

有下列关系：

$$I_{ps}=N\cdot I_P \tag{7-25}$$

$$L_S=\frac{L_P}{N^2} \tag{7-26}$$

$$V_{out}+V_{DS}=\frac{V_{OR}}{N} \tag{7-27}$$

经计算将式（7-25）~式（7-27）代入式（7-23）得到

$$T_{OFF}=\frac{L_P\cdot I_P}{V_{OR}} \tag{7-28}$$

当二次绕组的能量释放完后，一次绕组上的感应电压 V_{OR}也消失。由于一次电感量 L_P和开关管的漏极电容 C_P 及电阻组成一个 RLC 谐振电路，因此，感应电压变化为

$$V_{OR}=V_{OR}^{-\alpha t}\cos(2\pi f_p t) \tag{7-29}$$

式中，α 是衰减因子，$\alpha=\frac{R_P}{2L_P}$，$f_p=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_P\cdot C_P}}$ 这是谐振频率。

由此得到开关管的漏极电压：

$$V_{DS(t)}=V_{IN}+V_{OR}^{-\alpha t}\cos(2\pi f_P\cdot t) \tag{7-30}$$

当 $\cos(2\pi f_p\cdot t)=-1$ 时 $V_{DS(t)}$具有最小值。解方程式（7-30）可得：

$$t=\frac{1}{2f_p}=\pi\sqrt{L_p\cdot C_p} \tag{7-31}$$

该值就是我们要求的 T_W，即

$$T_W=\pi\sqrt{L_p\cdot C_p} \tag{7-32}$$

至此得到准谐振变换器的一个完整的工作周期 T：

$$T=T_{ON}+T_{OFF}+T_W \tag{7-33}$$

则其工作频率

$$f_S=\frac{1}{T}=\frac{1}{T_{ON}+T_{OFF}+T_W}=\frac{V_{IN}\cdot V_{OR}}{I_P\cdot L_P\cdot(V_{IN}+V_{OR})+V_{IN}\cdot V_{OR}\cdot\pi\cdot\sqrt{L_P C_P}} \tag{7-34}$$

对于反激式变换器的功率传递式：

$$\frac{P_{\mathrm{OUT}}}{\eta}=\frac{1}{2}L_{\mathrm{P}}I_{\mathrm{P}}^{2}f_{\mathrm{s}} \tag{7-35}$$

对此式整理得到：一次绕组电感 L_{P} 和电流 I_{P}

$$L_{\mathrm{P}}=\frac{2P_{\mathrm{OUT}}}{\eta\cdot I_{\mathrm{P}}^{2}\cdot f_{\mathrm{S}}} \tag{7-36}$$

将式（7-36）代入式（7-34）可得：

$$I_{\mathrm{P}}=\frac{2P_{\mathrm{OUT}}\cdot(V_{\mathrm{IN}}+V_{\mathrm{OR}})+V_{\mathrm{IN}}\cdot V_{\mathrm{OR}}\cdot\pi\cdot\sqrt{2P_{\mathrm{o}}\cdot\eta\cdot C_{\mathrm{p}}\cdot f_{\mathrm{s}}}}{\eta\cdot V_{\mathrm{IN}}\cdot V_{\mathrm{OR}}} \tag{7-37}$$

式中，V_{IN}、P_{o} 是已知，准谐振效率 η 为 0.9～0.96。对式（7-37）要求出 I_{P} 值，还须确定 V_{OR}，C_{p}，f_{s}3 个未知数。

V_{OR}是二次到一次的感应电压，它取决于开关管漏极击穿电压 V_{DSS}、最大直流输入电压 $V_{\mathrm{IN(max)}}$等参数。在反激式准谐振模式下，为了实现零电压导通，V_{OR}应取大一些。在 800V 的 MOSFET，按下式确定：

$$V_{\mathrm{OR}}\leqslant V_{\mathrm{DSS}}-V_{\mathrm{IN(max)}}-\Delta V \tag{7-38}$$

ΔV 是一次绕组漏感 L_{LEAK}与开关管的漏极电容 C_{p} 所形成的尖峰电压有关，经验取值为 $0.2V_{\mathrm{DSS}}$，则上式变为

$$V_{\mathrm{OR}}\leqslant 0.8V_{\mathrm{DSS}}-V_{\mathrm{IN(max)}} \tag{7-39}$$

C_{p} 是开关管漏极对地电容，属于谐振电容，与漏感 L_{LEAK}构成第 1 个谐振电路，与一次绕组的电感 L_{P} 形成第 2 个谐振电路。第 1 个谐振电路决定开关管上的最高电压，第 2 个谐振电路决定开关管的导通时间 T_{W}。C_{p} 包括开关管的漏极电容 C_{oss}和分布电容，C_{P} 可以等于 C_{oss}。我们知道 C_{oss}会随 V_{DS}的变化而变化，但是，当 V_{DS}特别小时，C_{oss}才会有明显变化，当 $V_{\mathrm{DS}}=25\mathrm{V}$ 时，C_{oss}不会有变化。第 2 种情况是开关管漏极外增加一个电容 C_{D}，这时 C_{P} 由下式确定：

$$\Delta V=I_{\mathrm{P}}\sqrt{\frac{L_{\mathrm{LEAK}}}{C_{\mathrm{P}}}}=0.2V_{\mathrm{DSS}} \tag{7-40}$$

式中，L_{LEAK}为一次绕组漏感，I_{P} 是一次绕组峰值电流。

整理式（7-40）可得：

$$C_{\mathrm{p}}=\frac{I_{\mathrm{p}}^{2}\cdot L_{\mathrm{LEAK}}}{(0.2V_{\mathrm{DSS}})^{2}} \tag{7-41}$$

取 $L_{\mathrm{LEAK}}=0.2L_{\mathrm{P}}$，将值代入式（7-41），得到

$$C_{\mathrm{P}}=\frac{I_{\mathrm{P}}^{2}\cdot L_{\mathrm{P}}}{(0.2V_{\mathrm{DSS}})^{2}} \tag{7-42}$$

根据计算将式（7-35）整理得

$$I_{\mathrm{P}}^{2}L_{\mathrm{P}}=\frac{2P_{\mathrm{OUT}}}{\eta\cdot f_{\mathrm{s}}} \tag{7-43}$$

将式（7-43）代入式（7-42）最后得到：

$$C_{\mathrm{P}}=\frac{P_{\mathrm{OUT}}}{0.1\eta\cdot f_{\mathrm{s}}\cdot V_{\mathrm{DSS}}^{2}} \tag{7-44}$$

从式（7-44）可以看出：较大的 C_{p} 值可以抑制尖峰电压，但会增加损耗，也会形成 EMI 噪声。一般 C_{P} 取 100～1000pF 之间，同时使用 RCD 钳位电路抑制这种尖峰电压。f_{s} 是系统的

工作频率，对于准谐振模式，工作频率是变化的，在设计时，应以最低工作频率确定，通常 f_s 取 25k ~ 50kHz。至此，3 个量 V_{OR}、C_p、f_S 都得到确定，将它们代入式（7-37）就可以算出 I_P，将 I_P 代入式（7-36）算出 L_P。确定了这些参数后，下一步设计高频变压器、转换电路等重要电路。

关键参数计算只是理论计算，还需要结合实际经验的分析确定，要根据实际电路波形进行细致地调整，这样才能达到谐振变换器的高效率、低 EMI、低 *THD* 的电源优势。

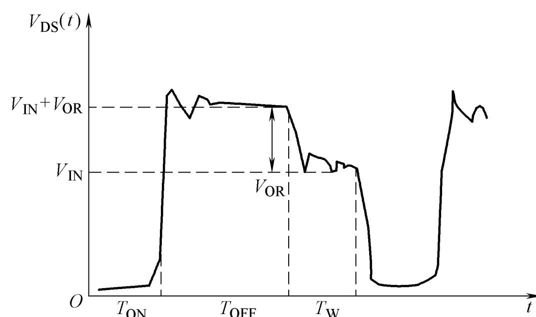


图 7-23　准谐振变换器开关管漏极电压波形

第 8 章　PCB 设计技术

8.1　PCB 技术应用

PCB 的英文全称是 Printed Circuit Board，中文含义为印制电路板。根据电气原理图预定设计，制成印制电路，并与固定元器件结合为一体，称为印制电路。把印制电路印制在特殊材料的成品板上，称为印制电路板。

开关电源的产品越来越向高密集度、宽带、高频化、小型化方向发展，这就导致了开关电源电磁传导干扰的严重性越来越大。现阶段 PCB 的电磁兼容性（EMC）问题是设计开关电源时最难解决的技术问题。射频干扰、传导噪声干扰已成为 PCB 设计的重要问题。

8.1.1　PCB 的类型

PCB 到处都是，只要是电子设备都少不了 PCB。小到电子手表、计算器、家用电器、计算机，大到电信通信系统、军用武器系统，只要有电子元器件集成电路就有 PCB。PCB 不但给各个电子元器件提供了连接的电路和绝缘性能，还为每个元器件提供机械支撑，实现各种电子元器件所要求的电气特性（包括电流、电压），在运行中有条不紊地、不失真地传递各种电子信息。同时，为自动或手动焊接提供组焊图形、提供焊接空间，为元器件插装、焊接、检修提供识别图形和各种字符，帮助人们识别电路的工作原理。

PCB 有挠性绝缘板和刚性绝缘板两种。挠性绝缘板是指 PCB 上印有银白色的元器件图形与键位图形。这种图形是采用丝网漏印的方法生成的，一般称这种印制电路板为挠性银色印制电路板。刚性绝缘板是树脂玻璃布刚性绝缘材料板，是在环氧树脂表面粘上复铜箔后进行层压、固化而成的，即刚性覆铜薄板。它有单面、双面、四层、六层多面层。在单面印制电路图形的叫单面板；在双面印制电路图形，再通过导孔的金属化将两面连接起来组成一幅完整的电气原理图，称为双面板。在开关电源电路中使用最多的是单面板和双面板，三层或多层 PCB 很少使用。现在已有超过 10 层的实用印制电路板，如各种电脑主机、显示卡、网卡、声卡、调制解调器及数码照相机的印制电路板都是多层 PCB。

一般的 PCB 元器件安装有 3 种方式。一种是传统的插入式安装工艺，是将电子元器件一个一个地插进 PCB 的导通孔里，然后用波峰焊、烫焊把元器件与电路板固定在一起。这就很容易看到双面印制电路板的导通孔有这样几种：一是单纯的组件插装孔；二是元器件插装孔与双面板互连接的导通孔；三是单纯的双面导通孔；四是电路安装定位孔。另两种安装方式就是表面安装与芯片直接安装，而芯片直接安装技术可以认为是表面安装的一部分。它是将芯片直接安装在电路板上，用线焊封装技术相互连接在印制电路上。它的焊接面就是组装面。表面安装技术有如下优点：

1）表面安装比插装式安装速度快，工效高，容易实现自动化作业，利于大规模生产。

2）表面安装对整机的重量有所减轻，采用胶状焊料，对焊接质量有很大提高。

3）布线密度提高，使元器件的引线缩短，这样减少了线间寄生电容和寄生电感，有利

于电路板抑制电磁干扰，工作稳定、可靠。

4）大量减少了印制电路板上的导通孔，提高了电路板布线的密度，使电路板的有效使用面积增大，有利于降低成本，提高可靠性。

表面安装技术的提高，将使芯片的封装技术、绘制电路板的技术紧随提高。现代的电脑板卡的表面可粘结、组装的元器件数量在不断上升。实际上这种电路板是传统的网印电路图所无法比拟的，它走线的精确度是非常高的。它采用了感光技术与感光绝缘油制作工艺。现代的激光技术、感光树脂材料等很多新技术、新材料、新工艺都运用在 PCB 的制作上，使 PCB 向高密度、高精确度的方向发展得越来越快，质量越来越好。

8.1.2　PCB 的布局、布线要求

串音是很多电子设备发生的一种干扰信号，它常常发生在 PCB 中布线及电线、电缆间的导线互容互感里面，是印制电路板中存在的最难克服的问题。在解决 EMI 问题时，首先应知道是传导干扰、辐射干扰还是串音干扰。若 PCB 中的一条带状线载有控制和逻辑电平，另一条带状线载有低电平信号，在平行布线长度超过 10cm 时，将会产生串音干扰。如果长长的电缆载有串行或并行的高速运行数字信号或遥控信号，就会出现串音干扰，这是因为电线和电缆之间存在电场（互容）、磁场（互感）的作用。

带状线是什么？带状线就是出现干扰、发生串音的频率，是由电场、磁场耦合产生的。PCB 的带状线、电缆线中的导体靠近平行电线时，串音就会发生。首先确定电场耦合（互容）和磁场耦合（互感）中哪种耦合是主要的，应该由电路阻抗、工作频率和磁场强度来决定。这个方法很简单：当电源和接收器的阻抗（Ω）的乘积大于 1000^2 时，主要是电场耦合；电源和接收器的阻抗（Ω）的乘积在 300^2 ~ 1000^2 之间时，磁场耦合或电场耦合都有可能是主要耦合，这时取决于电路间的配置和频率。

然而，这个方法并不适用于所有的情况，如在地板上 PCB 带状线之间的串音，因为这时 PCB 带状线的特性阻抗、负载阻抗及电源阻抗可能为正常标准状态，串音很可能是以电场耦合（互容）为主。如果这时接收器采用屏蔽电缆并在屏蔽层的两端接地，则磁场耦合是主要的。低频时，呈现较低的电路阻抗，电场耦合是主要的。只有找出耦合的对象，抑制产生耦合的通道，才能使耦合的能量衰减或耗散。

PCB 的电磁辐射跟其他电气设备一样，也有差模辐射和共模辐射两种基本类型。差模辐射的特点取决于闭合回路的电流特性；共模辐射是由对地干扰噪声电压引起的。PCB 并不是单根线而是多根线，它们的电流不相等，所以不能简单地考虑只是差模辐射的作用，必须考虑所有电流的作用。由于差模电流是相减的，共模辐射电流是相加的，所以分析辐射时，即使共模电流比差模电流小很多，也会产生一定程度的电场辐射。

按电磁理论，电磁辐射主要对周围电子设备构成窄带与宽带干扰。另外，还有元器件泄漏问题，它也是产生辐射源的一个散点。不过，PCB 的结构形式是激励电磁辐射的主要因素。PCB 的结构不同，辐射程度也不一样，像地线走向、回路面积大小、传送带长度、元器件的布局、电路板的走线等都将影响辐射程度。其次，还有激励因素的影响，如脉冲宽度、幅值大小、周期长短、频率高低等也是影响辐射程度的重要因素。弄清楚 PCB 的布局设计直接关系到整机电磁辐射的强弱。抑制或降低电磁辐射的水平，必须从 PCB 的设计布局优化着手，重点注意走线的方式。

PCB 的辐射不可能简单地用计算的方法和测试的方法来解决。由于 PCB 的结构形式和

激励参数的不同，用一种模型分析并得到解决是不可能的。对一块 PCB 来说，众多的走线和回路是产生辐射的发源地。整体来说，辐射量的大小是各个回路元器件辐射量的叠加，它由频率、激励强度、辐射面积等因素决定。PCB 的辐射强度与布线结构的合理性有决定性的作用，是关键所在。

目前消除辐射干扰最有效的方法是屏蔽，屏蔽噪声源以及与噪声源相关的元器件能收到立竿见影的效果。此外，通过电路设计来改变、提高抗干扰的能力也是重要的一环。

8.1.3　PCB 的设计过程

1. PCB 布局、布线设计条件

随着高密度单芯片、高密度连接器、微孔内建技术及 3D 板在 PCB 设计中的应用，PCB 的布局、布线已经越来越一体化了，并在设计过程中应用得越来越广泛。现在自动布局、自动布线的软件技术已高度一体化。利用这类软件能在较短时间内设计出品质优良的具有抗电磁辐射、抑制射频干扰的 PCB。采用自由布线的方式，可在有效的面积和很小的空间内“吞并”所有的高密度器件和连线。

PCB 的组件布局和接线连接方法的正确与否，是决定电子设备性能质量的首要问题。一个电子设备的原理图、一种类型的电子元器件，在不同的 PCB 设计中，其结果相差甚远，严重的甚至不能运行。因此应把 PCB 的组件布局、走线方式和工艺结构这三大要素综合起来考虑，使生产安装、调试检修、产品质量都得到最佳效果。

获得最佳效果没有统一模式，只有设计 PCB 的一般原则，必须在一般原则指导下精心设计。设计出良好的电路设备，设计出可靠的 PCB 地总线，具有很强的抗干扰能力，具有相当高的绝缘强度和耐高压冲击能力，这是设计 PCB 的总体要求。各种电路有各种不同的要求。在设计模拟电路时，由于有放大电路存在，PCB 布线不允许产生噪声信号而引起输出信号失真；在设计数字电路时，由于 TTL 噪声容阻的制约，要求 PCB 具有较强的抗干扰能力。总之，电路不一样，对 PCB 的要求也不一样。目前，许多生产厂商和研发机构都是采用人工手动布线，极为耗时，又不合时宜。现在要求自动布线的人越来越多，以快速响应市场对产品的新要求。

2. PCB 设计的可行性

所有的电子设备对电磁兼容性（EMC）、电磁干扰（EMI）、串扰、信号延迟的要求越来越严格。几年前，一般要求电路板有 60 对差分布线就不错了，而现在则要求有 600 对差分布线。在比较短的时间内依赖手动布线实现 600 对差分布线是不可能完成的，因此，自动布线软件对于高密度元器件在极小空间内布局极细的连线是非要不可了。

（1）自由角度布线的可行性

随着单片集成控制芯片的功能越来越多，芯片引脚的数目也不断增加，但芯片的尺寸并未增加，这样引脚间的距离越来越小了，由此使绝缘阻抗受到了限制，布线的线宽更细了。电子元器件的体积越来越小，这意味着布线的空间面积也要缩小。

当代电子工业飞速发展，电子元器件集成化程度越来越高，引脚交错繁多，即使采用 45°布线工具也无法进行自动布线，这是因为不能最大程度地提高布线密度。运用 Pull Tight 绘图软件，可使焊盘在布线后自动缩小，降低在电路板上所占用的面积，缩小线径，以适应空间大小的需要，有助于避免串音干扰的产生。

（2）高密度元器件布线的可行性

最新的高密度系统芯片采用 BGA 或 COB 封装，引脚距离日益减小，使得封装器件信号线不可能采用传统工具软件来进行布线。对于这种高密度元器件，可通过球下面的孔将信号线从下层引出；对细小的导线线条进行自由角度转换，自由角度布线在球栅阵列中找出一条引线通道。对于这种高密度元器件，只有采用宽度和极小空间相适配的布线方式，才是一种可行的方法，只有这样才能绘制出较高质量的 PCB。

自由转换的布线方法可以减少布线层数，这就是说可以增加一些接地层和电源层来提高产品的 EMC 和信号输入、输出的能力。一台性能优良的电子设备，除了选用质量高的元器件外，PCB 的组件布局和电路走向以及正确的结构设计也是决定电子设备可靠性的关键性因素。对于同一个电子电路和相同的电路参数，由于元器件的布局设计和走线方式的不同，就会产生不同的结果，差异是很大的。因此，要把正确设计 PCB 元器件布局结构和正确选取布线方法以及整体电子设备的制造工艺结构 3 个方面联合起来进行设计。合理的工艺结构可消除因布线不当而产生的噪声干扰，同时也便于生产、安装、调试与检修。

在进行 PCB 设计时，必须遵守 PCB 设计的一般原则，并符合抗干扰的要求。要使电子电路获得最佳的电气技术性能，元器件的布局及电路的布设是非常重要的。每一种电子设备的结构必须根据具体要求、技术指标、电气性能、结构特点、面板布局等，采取相应的设计方案，并对几种可行方案进行比较、选择、反复修改。

例如，模拟电路和数字电路的元器件的布局和布线方法有所不同，尤其是印制电路板的电源线、地线的布线有许多不同的形式。在设计模拟电路时，由于存在有模拟信号放大环节，如果布线不当，会产生线间振荡，出现噪声信号；在数字电路板设计中，由于 TTL 的噪声容限的存在，PCB 应具有较强的抗干扰能力，对信号线的屏蔽方式可以适当放松、少加考虑。设计良好的电源线和地线，合理地选择电子元器件，是所有电子设备可靠工作的保证，是抗干扰、抑制噪声的有效手段。

8.1.4　PCB 的总体设计原则

对 PCB 总的要求是质量好、散热效果好、绝缘强度高、机械强度高。造价低的 PCB 的板面尺寸不能小；过大的 PCB 走线长，阻抗增加，抗噪声干扰、电磁干扰能力下降。电路板的最佳形状是矩形，长宽比为 4∶3 或 3∶2。电路板面尺寸大的，应在长度方向的两边用金属长条加固，以增大机械强度。一般电路板的大小是根据用户要求和设备的空间来确定的。确定了 PCB 的大小以后，再根据电路原理图的工作原理对元器件进行布局。布局的原则是：

1）易发热的元器件、易产生干扰的元器件尽量靠近电路板的上方边缘，如交流滤波电容、变压器、大电流整流二极管等。各发热元器件要留有一定的散热空间，不妨碍散热片的拆装。

2）信号传送元器件应远离大电流、高电压，避免对信号电流的影响。如：开关电源的反馈控制信号、脉宽调制信号、CPU 输出信号、逻辑控制信号等应远离电磁场，防止受到干扰。

3）高频元器件应远离输入、输出组件，高频电路周围的元器件要紧靠高频元器件，它们之间的距离要短。对高频元器件要进行良好的屏蔽，设法减小它们之间的分布参数和相互间的电磁干扰。

4）带有高电位的元器件之间要有一定的距离，以免元器件放电发生意外短路。高压元器件应布局在远离维修、调制的地方，这对调试、维修安全有利。

5）各个功能回路的元器件应按原理图的信号流向布局，不但使各个元器件之间的距离短，而且使信号传递方向保持一致。

6）对于比较笨重的元器件和工作时易发热的元器件，在设计布局元器件时应考虑固定支架的空间和需要接地的焊盘。如热敏电阻、功率开关管、整流二极管等应该用支架固定，加强散热。布局在电路边缘的元器件最少离电路边缘 2mm，否则电路板上的元器件会妨碍电路板放入设备盒子里，不但影响整体美观，而且不利于批量生产。

对电路的布线要求是比较严格的。印制电路板应遵守以下布线原则：

1）为了避免线间电容产生而使电路发生反馈耦合和电磁振荡，在布线时应尽量避免相邻的线平行排列，平行走线的最大长度小于 3cm。

2）为了避免高频回路对整个电路的影响，两条线不能成直角交叉；线的拐弯处不能弯成直角，拐弯处应以圆弧形为好或成 45°的拐角。

3）印制电路板的地线和电源输出线应尽可能采用较宽的线。开关电源二次侧整流输出线不但要用宽线，还应在铜箔板上加入焊锡，增加导线的导电面积。除此以外，应避免使用大面积铜箔，否则长时间流进大块面积的电流会使铜箔在涡流影响下受热膨胀而脱离电路板。像地线一样，若非要设计大面积铜箔不可，这时可以使用栅格状电路块以利于散热，防止涡流产生。

4）PCB 导线的宽窄是由流过元器件间的电流大小决定的。当铜箔厚度为 0.05mm、线宽为 1.5mm 时，通过 1.5A 的电流，电路板表面温度不会高出周围环境 2℃。设计电源进线线宽时，1.5mm 的线宽就可以满足需要。电脑主控板、数字电路的走线宽度一般只要 0.02~0.3mm 就可以了。最近高密度的芯片引脚距离很小，无论如何都要保证线间绝缘电阻，线间耐高压的档次决定于线间距离的大小。开关电源输入线的相线与中线间应有 3.5mm 的蠕动距离；电源地与输出地、变压器的一次侧与二次侧间的距离要大于 8mm 的蠕动距离，否则难以通过欧美标准。

8.1.5　PCB 的布线技巧

完成一块质量好、布局美观的 PCB 不是一件容易的事，特别是对那些结构复杂、具有智能的工业计算机、模拟机器人，一块 PCB 的走线可以说是“纵横交错”、“千头万绪”。如果靠人工操作，工作量之大、要求之高是不言而喻的。如果掌握了布局、布线技巧，精心设计，认真绘图，就可避免布线不合理、布局不合适的情况出现。只要遵守布线原则，了解布局方案，就可以避免走弯路、重复劳动。PCB 设计布线的技巧归纳起来有以下几条：

1）根据原理图选择合适的元器件。电阻、电容、电感、二极管、开关管、集成电路、光耦合器等各种元器件的规格、尺寸、特性等要全面了解；确定了各个元器件布局到电路板上的大概位置、方向后进行“定点”，尤其应注意个别元器件的长距离拖线的走向。

2）深入分析各个元器件连线距离的长短以及走线的通畅程度，不能“无路可走”，也不能“上下十八弯”，要走“捷径”，少搞或不搞“飞线”。高阻抗走线尽量短，低阻抗走线可以长一点。电源线、地线以及晶体管的基极走线、发射极的引线都属于低阻抗走线。开关电源印制电路板不允许有十字交叉线。对那些可能出现交叉线的板面，单层电路板要“绕着走”，双层电路板可以采取“钻着走”，也可以从电阻、电容的跨裆“钻”过去，避免走远路。

3）对于 PCB 的地线要认真布局，尤其是高频接地的要求更为严格，不可以随便接地。

高频电路常采用地线包围式方法，有利于加强对高频信号的屏蔽作用。一般地线应遵循高频—中频—低频，从弱电到强电的顺序。宁可元器件的引线长一点，挨着地线固定元器件，千万不可将地线拖到元器件旁边。有些绘图人员为了方便，将地线从另一方远远拉到这里。表面上看起来这个回路元器件在一块，它们之间的距离短，但是长长的地线往往会引起强烈的自激干扰。如单片开关电源常采用“一点接地”的方法，就是为了防止出现自激干扰。

4）对于那些高频高速运作的电子设备（如大型计算器），为了减小分布电容和导线电感，在电路板的一面横向布线，在另一面纵向布线，然后利用导通孔将板的两面需要连接的线连起来，组成一块完整而又十分复杂的电路板。这种走线布局称为“#”字形网状布线。“#”字形网状布线是现代集成电路所采用的新技术，它具有空间利用率高、元器件便于布局、机动性强等优点，最主要的优点是高频信号通过印制导线时所产生的电磁辐射和射频干扰由所布的导线得到有效抑制。但是要注意的是，高频信号的地线与 PCB 的地之间的距离越近越好，驱动器应紧挨着驱动总线，总线走向应挨着连接器。如时钟信号发生器的引线最容易产生电磁辐射干扰，它就应该与地线靠近，引线越短越好。

8.1.6　元器件放置要求及注意事项

PCB 绘制工作完成以后，下一步就要准备元器件焊接组装了。在前面已对元器件的布局原则作了介绍，但对元器件放置时的一些具体问题未能讲清楚。元器件放置的总体要求是：排列，分布合理，均匀、美观，结构严谨有序。

放置电阻、二极管时，根据空间大小有平放和竖放两种。平放时根据不同功率，焊盘间距离不等，一般为 10 ~ 8mm；平放二极管时一般为 8mm。电路中元器件较多，电路板的位置相对较小时，可采用竖放，两只焊盘的最短距离为 2.5mm，否则电路板的耐压强度不好过关。不管是平放还是竖放，应注意元器件之间保持一定的间隔，更不能使元器件的焊脚太长，互相碰撞。高频变压器应放置在电路板边缘的右上方，要求有一定的散热空间，而且不允许电磁场辐射到周围元器件上。高频变压器的“脚跟”要紧贴电路板，不允许有一丝晃动，焊盘焊点要大，而且还要求便于拆装。在开关电源电路中，很少用到电位器，但充电器、调压器中却常常用到电位器。放置电位器时注意，顺时针调节时输出电流或电压升高，反时针旋转时输出电流或电压降低。应该将电位器放置在电路板的边缘，旋转柄朝外，便于调节。放置集成电路时，注意集成电路的脚位。集成电路的壳体与电路板焊脚脚位是反向的，在设计电路板时要小心。还要看到集成电路第 1 脚起点位置，搞清楚引脚排列顺序，脚间走线距离要合适。开关功率管和输出整流二极管都是散热器件，除了知道元器件板面的方向外，还要有足够的散热空间。如果元器件之间的距离小了，到后来在为开关管和整流二极管加散热片时，空间就显得很紧张了。

PCB 的焊盘过孔要与元器件的引线相配并且稍大一些；电路板的走线少用或不要跳线。跳线多了不但是安装工艺、过程麻烦，还会造成电路板由于焊盘多而拥挤，占用走线的有效面积，增加了线间电容，产生噪声干扰源。

8.2　PCB 抑制电磁干扰的新技术

电磁干扰是电子设备的麻烦制造者，设计工程师对所有电子产品追求低电磁辐射、低功耗、小型化、重量轻的目标。用传统的屏蔽技术，往往难以达到预定的目标。PCB“表面积

层”技术在抑制电磁干扰、提高电磁兼容性、缩小 PCB 的尺寸、减少 PCB 的层数方面，起到了令人满意的效果。

8.2.1　表面积层技术

什么是表面积层技术？简单地说，就是在 PCB 上增加薄绝缘层，利用微小过孔将各布线层组合起来。表面积层技术的关键在于薄的绝缘层和微孔技术。新技术的焊盘孔径只有 0.3mm，而连接线宽是 0.05mm。我们知道，射频干扰来自各个电子设备和仪器装置，由于这些电子设备在运行中会产生突变的电流、电压，电流、电压在元器件的作用下产生二次、三次或多次谐波，这就是射频信号，射频信号的波长极短，干扰强度很大。表面积层技术主要是降低电磁辐射和电磁干扰。设计制作的 PCB 如果采用表面积层技术，单位面积上的走线密度可以增加 5 倍，使 PCB 的面积缩小。采用薄绝缘层和导电层会使 PCB 的体积减小、面积缩小，而小面积意味着电流回路缩小。根据电磁理论，电磁辐射强度与电流回路的面积成正比。体积小也意味连线的长度缩短，电流回路减小，走线的感抗与容抗减小，功耗下降，产品的电磁兼容性提高，电抗大幅下降。这就是高频特性改善的理论根据。因为表面积层技术是利用薄绝缘层作介质，将去耦合电容放置在 PCB 内的电容层上，使 PCB 多出许多空间，这为抑制电磁干扰和射频干扰提供了极好的场合。

8.2.2　微孔技术

微孔技术是 PCB 抑制电磁干扰新技术的又一个组成部分，是表面积层技术的一部分。PCB 通过焊接导通孔使各层之间进行连接，导通孔占用了很多走线面积和焊接元器件空间，过多的导通孔会破坏电源层与地线层的阻抗特性。传统的焊盘和过孔直径虽然在不断地减小，但还是给多层 PCB 内层走线造成很大阻碍。常用的机械钻孔是微孔技术孔径的 8 倍，工作量是微孔技术的 10 倍以上。按照传统的 PCB 制作工艺，为了加工这些过孔，过去一般采用打孔机钻空，这些孔径一般在 1mm 左右。现在多采用激光打孔技术、等离子体蚀孔和碱液蚀孔技术，所打出的孔径只有 0.3mm（直径），寄生参数是以往常规孔的 1/10 左右。它的一次性成功率很高，废品率几乎为零，成本很低。

采用微孔技术，可使 PCB 的过孔很少，板的使用面积增多，为布置走线、安装元器件提供了很大空间，使 PCB 上的布线密度增大，PCB 的体积也得到缩小，大量面积、空间可用来作接地屏蔽层。这是非常好的举措，可对 PCB 的内层元器件和重要信号网线进行部分或全部的屏蔽，以此技术将取得最佳电气性能。需要指出的是，微孔技术并不是将过孔穿透，而是将所需的焊接层面导通，这就方便了所有元器件引脚的进出，消除了元器件引脚很难进出的问题，很容易实现高密度元器件引脚连接，缩短了连线的长度，提高了高速运行电子电路的时序时间。

表面积层技术有什么特点呢？它是利用薄绝缘介质将一些离散电阻、耦合电容直接做在 PCB 顶层上面，通过原理图设计规则和 PCB 设计属性，将离散的电阻、电容按一定的规格和元件参数做在 PCB 内层里。用 CAD 系统布线时，会自动生成所需的电阻、电容等元件，自动定位。生成好了的元器件称为层内埋元器件。这种软件布线方式节省了大量的 PCB 表面空间。表面积层技术为 PCB 的设计和制造带来了诸多优越性，尤为突出的是解决了 PCB 设计时元器件密度增大、接线密度增大、时钟时序频率大幅提高等所带来的许多技术问题。这些难题将一一得到突破，将为提高电子产品的性能、增强电磁兼容性、提高抗干扰能力开

辟新的道路。这一最佳新技术也为新的微型 PCB 设计与制造奠定了基础。

8.2.3 平板变压器设计技术

平板变压器具有效率高、短小轻薄等特点。为了使高频变压器达到这一要求，变压器的损耗必须进行精确的定量计算和控制，对多层 PCB 平面变压器产生的铜耗重要因素是集肤效应和邻近效应，设计工程师在设计平板变压器时，首要任务是确定变压器绕组损耗，以便准确地计算电源效率。变压器绕组交流电阻计算公式：

$$R_{\mathrm{DC}}F_{\mathrm{r}}(mx)=R_{\mathrm{AC}}$$

式中，$F_{\mathrm{r}}(mx)$ 为平板变压器在高频条件下损耗。

$$F_{\mathrm{r}}(mx)\approx\frac{[\sinh(x)+\sin x][\sinh(x)-\sin(x)]}{2[\cosh(x)+(2xm-1)^2][\cosh(x)+\cos(x)]}$$

$$F_{\mathrm{r}}\approx\text{集肤效应}+\text{邻近效应}$$

式中，x = 导体宽度/集肤深度；m = 绕组层数。

变压器涉及许多参数：电压、电流、频率、电压比、电流比、温度、磁心尺寸、匝数、漏感、铜损、铁损等，所以，一直无法像其他电子元器件那样进行测量选用。采用平面变压器，显著地降低了变压器的高度、体积和重量，提高了变压器的功率密度，是实现开关电源短小轻薄的重要方法，使开关电源向前迈了一大步。

平面多层变压器特点：

1）没有漆包线绕组，而是将平面连续铜质螺旋线刻蚀在 PCB 上，然后叠放在磁心上，这样变压器的能量密度高，电感应强度好、体积小。

2）损耗低。绕组由薄铜层在 PCB 上构成，变压器呈扁平状，由此极大地降低了集肤效应。

3）低漏感。变压器的漏感小于 0.2%，EMI 低，不受外界电磁干扰的影响，使开关电源在长期运行中平稳可靠。

4）平面多层变压器有利于实施变压器绕组的一致性，绕组的几何形状及有关寄生特性限制在 PCB 制造误差之内，可实现特性重现。

5）提高了热稳定性。由于变压器的面积与体积的比值较大，平面铁心的热阻较小，平面变压器的一次侧、二次侧之间的间距很小，储存电能少，所以漏感小，一次侧、二次侧的耦合强度增强。

为了提高平板多层变压器的功率，变压器的二次侧应采用并联形式，提高电流在二次侧的容量，但是各绕组之间的连接，会造成各层之间不均流，加大绕组的损耗，这样制约了多层平面变压器在低电压、大电流场合的应用，因此，平面变压器的绕组常采用交织技术绕组结构，降低了邻近效应，提高了变压器二次绕组电流容量，但值得注意的是高频效应，应加强屏蔽。

多层平面变压器采用 PCB 制造，可使平面绕组具有高度的重现特性，制作简单，变压器与电路板的端部连接非常方便。为了提高窗口利用系数，采用柔性基印制板或用镀铜的柔性基材料制作平面变压器绕组。

平面变压器的磁心常用的是平面 EE 和 EI 两种，其他的还有 RM、ER、PQ 等锰锌铁氧体。

高频变压器铜损计算，要求设计对集肤效应和邻近效应多加考虑，交织技术可减小高频效应，但交织的程度受寄生电容和绕组层间绝缘等级的限制，实际上，绕组层之间深度交织会使绝缘材料占铁心绕线窗口空间比增大，如果多层变压器要求输出大电流、低电压，可采取加厚 PCB 铜箔的方法，加大导线的电流容量，各层之间采用微型导孔连接，这时注意各焊点的容量。

8.3　PCB 可靠性设计

开关电源产品是日新月异，对产品要求越来越高，体积小、重量轻、性能稳定可靠是广大用户关心的重点。

8.3.1　PCB 的地线设计

接地是所有电子设备中比较重要的环节。因为它是抑制干扰的重要方法之一。接地与屏蔽结合起来，就可解除干扰达到稳定工作的目的。地线有系统地、机壳、模拟地和数字地等，值得注意的是单点接地还是多点接地，视情况而定。

电子设备的工作频率小于 1MHz，它的布线和元器件间相互感应影响较小，而接地电路形成的环流对干扰影响较大，这时可采用单点接地。若工作频率大于 10MHz，这时地线的交流阻抗变大，因而采用多点接地，降低阻抗。

1）设计电路板时，宜将模拟、数字两种电路分开，高速逻辑电路与信号放大线性电路要最大限度分开，两种地不能混，加大线性信号地线线粗来减小接地电阻。

2）数字电路与模拟电路共地处理。对地线整个 PCB 只有一个接点。在板内部数字地和模拟地实际上是分开的，只是在 PCB 与外部连接的接口处两个地只有一点连接。

3）将接地线构成闭环路。数字电路在印制电路板上的地线设计时将地线做成闭环，这样可以提高抗噪能力。板上往往有很多的 IC 组件，因耗电多使接地线粗细受到限制，这样会产生较大的电位差，使抗噪能力下降，若将地线设计成环路，可使电位差缩小，提高抗噪能力。

4）尽量加粗地线。如果地线很细，将使信号传递受阻不稳，不能跟随信号大小而变化，甚至发生信号衰减，若条件允许，将接地线宽度增加到 3mm。信号线接地线宽度应为 2mm 左右。

5）大器件连接脚的处理。通常将大器件组合在一起进行连接。组件脚的焊盘与铜箔板满接。大功率器件需加散热器，散热器也必须接地，这时的 PCB 做成十字花焊盘，俗称热焊盘。加大了接地焊点。

8.3.2　PCB 的热设计

一般 PCB 是平放安装。对一些发热量大，板面多的电子设备，PCB 宜采用直立安装，这有利于板上的元器件散热。板与板之间的间距不小于 20mm。印制板的排列方式应遵循一定的原则：

1）电子设备采用自由对流空气冷却的，最好采用按纵向方式排列；对电子设备采用强风冷却的，最好采用按横向方式排列。有利于冷却效果。

2）对于热温敏感的元器件，最好安排在设备的最下面，使这部分元器件受不到高温的

“煎烤”，也不接受其他大的散热部件的影响。同一块印制板上的元器件，尽可能按散热大小分段放置，对那些发热量小或热敏感元器件放在冷却风入口处或空间大、空气流通好的位置。

3）设备内部散热主要依靠自然通风和强制通风两种，在设计散热方式上要合理配置器件和印制板的位置，要避免在某个区间有太大的空间或处于比较拥挤的区域，整个空间设计既要显得均称合理，又要效果好。合理地排列布局可以有效地降低电路板的温升，有效地降低元器件及设备的故障率。

4）各元器件散热设计也是关系到设备安全运行的重要措施。开关电源的发热元器件有二次侧整流二极管和交流整流滤波的电解电容。设计整流二极管的散热片要根据输出电流、电压以及所选择二极管的型号有关，一般公式很难计算出散热量，要根据实际情况而定散热片的大小。电解电容一般大功率电源安装在电源盒的盖子上，依靠铁盖子散热。

开关电源的发热元件是开关功率管和二次侧整流输出二极管。散热器通常采用的材料是铜或铝，从价格和重量考虑，使用铝质材料较为普遍。一般来说散热器的面积越大，散热的效果越好，但大的散热器，影响电源体积。散热器的热阻计算如下：

$$P_{cmax} = (t_{jmax} - t_a)/Q_j - a(w)$$
$$P_{cmax} = (t_{jmax} - t_c)/Q_j - c(w)$$

式中，P_{cmax}为开关功率管最大功耗（W）；t_{jmax}为开关功率管最大结温（℃）；t_a 为使用电源环境温度（℃）；t_c 为设定工作温度（℃）；Q_j 为开关管阻抗系数。

$$Q_j = a = \theta_i + \theta_s + \theta_c + \theta_f$$

式中，θ_i 为晶体管片内 PN 结热阻（Ω）；θ_s 为绝缘材料热阻抗（Ω）；θ_c 为材料接触热阻抗（Ω）；θ_f 为散热器材料热阻抗（Ω）。

根据开关功率管的最大功耗，计算出散热材料的面积，其结果使开关管损耗最小。

8.3.3　PCB 的抗干扰技术设计

印制电路板的设计质量不仅直接影响电子产品可靠性，还关系到产品稳定性甚至是产品的成败。因此在设计时要充分考虑印制板的抗干扰性能，其中有电磁兼容性。抗干扰设计包括抑制噪声干扰、切断噪声传递途径、降低接受干扰灵敏度。在设计印制板时应注意：

1. 减少辐射噪声

电路板在工作时会向外辐射噪声，往往信号线经地传递到机壳，引起谐振，由机壳向外辐射强烈的辐射噪声，这时应做到使用多层印制电路板，以中间层作电源线或地线，将电源线密封在板内，可有效预防电路辐射和接收噪声。其一印制电路板“满接地”。绘制高频电路时，除尽量加粗地线外，应把电路板没被占用的所有面积都作为接地线，这样可以有效降低寄生电感，减少噪声辐射。

2. 妥善布设印制导线

布线是印制电路板设计图形化的关键阶段，板上的铜箔导线及相邻导线间串扰原因将决定印制板的抗干扰度，合理布线可获得最佳性能，布线应注意：1）布线密度应综合结构及电性能要求，力求简单、均匀，导线最小宽度和间距不小于 0. 3mm，条件允许可适当加宽导线及间距；2）信号线最好集中于板中央，力求靠近地线或用地包围它，信号线避免长距离的平行线，线的拐角应设计为 135°走向，切忌成 90°或更小角度；3）相邻布线导线采用垂直、斜交或弯曲走线，以减小寄生耦合，高频信号线切忌相互平行；4）尽量缩短输入引

线，提高输入阻抗，对模拟信号输入加屏蔽，若模拟、数字两信号都有时，宜将两地线隔离。布设导线时尽量减少金属化过孔，以提高整块印制板的可靠性。

3. 抑制电源线和地线阻抗引起的振荡

注意降低电源和地线阻抗，对公共阻抗、串扰和反射等引起的波形畸变和振荡需采取措施，当浪涌电流流进印制板时，会产生电源尖峰噪声，这是导线引起的干扰，这时应在电路电源与地线间接入旁路电容，以缩短浪涌电流的途径，免除干扰。

4. 正确运用抗干扰元器件

根据噪声的不同特点，正确选用抗干扰元器件，用二极管、压敏电阻吸收浪涌电压，用变压器隔离电源噪声，用电路滤波器滤除频段干扰信号，用阻容元件对干扰电压电流采取旁路、吸收、隔离、滤除、去耦等措施。当板上信号线阻抗不匹配时，会产生多次反射噪声，印制板应在电路终端和始端设计阻抗配备电阻，可消除干扰。当印制导线较长时，应设计阻尼电阻可抑制振荡，增强抗干扰能力，改善波形。

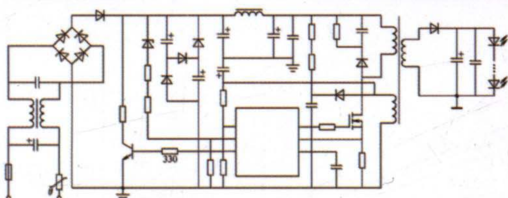
5. 合理布置元器件

设计出优质的 PCB 的前提要求是：安装、受力、受热、信号干扰、美观 6 个方面。对于大功率、发热严重的器件，除保证散热条件外，还要注意适当的位置。尤其是模拟电路，要注意器件所产生的温度对脆弱的前级放大的不利影响，应采取一定隔离措施。信号干扰是 PCB 设计最重要的考虑因素，基本方法是强弱信号电路分开；交直流分开；高低频分开，适当的屏蔽、滤波，注意地线、信号线走向。最后考虑的是，布置的元器件整齐有序，走线优美流畅，这就是合理的元器件布局。

总之，合理的元器件布局，可以消除 90% 的干扰，不能依靠增加抗干扰元器件来减少干扰，因元器件的增加会产生新的干扰源，还会增加成本，这是不可取的。

开关电源与LED照明的优化设计应用

KAIGUAN DIANYUAN YU LED ZHAOMING DE YOUHUA SHEJI YINGYONG



上架指导：电路设计

ISBN 978-7-111-36770-3



◎ 封面设计／电脑制作：陈沛

地址：北京市百万庄大街22号
电话服务
社服务中心：(010)88361066
销 售 一 部：(010)68326294
销 售 二 部：(010)88379649
读者购书热线：(010)88379203

邮政编码：100037
网络服务
门户网：http://www.cmpbook.com
教材网：http://www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

ISBN 978-7-111-36770-3

定价：68.00元